# corso di RADIOTECNICA

pubblicazione settimanale - 11 - 18 marzo 1961 - un fascicolo lire 150 24° numero

**corso di**
# RADIOTECNICA

***settimanale a carattere culturale***

**Direzione, Amministrazione, Pubblicità:**
Via dei Pellegrini 8/4 - Telef. 593.478
**MILANO**

Ogni fascicolo — contenente 3 lezioni — costa lire 150, acquistato alle edicole.

Se l'edicola risulta sprovvista, o si teme di rimanere privi di qualche numero, si chieda invio settimanale direttamente al proprio domicilio a mezzo abbonamento.

Il versamento per ricevere i 52 fascicoli costituenti l'intero Corso è di lire 6500 + I.G.E. = lire 6630. A mezzo vaglia postale, assegno bancario, o versamento sul conto corr. postale 3/41.203 del « Corso di RADIOTECNICA » - Via dei Pellegrini 8-4 - Milano.

In ogni caso, scrivere in modo molto chiaro e completo il proprio indirizzo.

L'abbonamento può essere effettuato in qualsiasi momento; si intende comprensivo delle lezioni pubblicate e dà diritto a ricevere tali lezioni, che saranno inviate con unica spedizione.

**Estero**: abbonamento al Corso, Lit. 8.500. ($ 15). Numeri singoli Lit. 300 ($ 0,50).

Per i cambi di indirizzo durante lo svolgimento del Corso, unire lire 100, citando sempre il vecchio indirizzo.

Fascicoli singoli arretrati — se disponibili — possono essere ordinati a lire 300 cadauno.

Non si spedisce contrassegno.

**Distribuzione alle edicole** di tutta Italia: Diffus. Milanese . Via Soperga, 57 - Milano.

**Direttore responsabile**: Giulio Borgogno.

Autorizzaz. N. 5357 - Tribunale di Milano.

**Stampa**: Intergrafica S.r.l. - Cologno Monzese.

**La Direzione non rivende materiale radio**; essa può comunicare, se richiesta, indirizzi di Fabbricanti, Importatori, Grossisti ecc. in grado di fornire il necessario ed ai quali il lettore può rivolgersi direttamente.

Alla corrispondenza con richiesta di informazioni ecc. si prega allegare sempre il **francobollo per la risposta**.

Parte del testo e delle illustrazioni è dovuta alla collaborazione del Bureau of Naval Personnel, nonchè al Dept. of the Army and the Air Force - U.S.A.



**A chi può essere utile questo Corso?** Anzitutto — stante la sua impostazione — il Corso, basato sull'esposizione in forma a tutti accessibile, della radiotecnica, dai suoi elementi basilari alla evoluzione più recente, rappresenta la forma ideale per tutti coloro che intendono dedicarsi all'elettronica, sia come forma ricreativa sia — soprattutto — per l'acquisizione di una professione specializzata che possa procurare loro una posizione di privilegio in seno alla società odierna.

Anno per anno, la nostra civiltà si indirizza sempre più verso questa meravigliosa, si potrebbe dire fascinosa, elettronica, che nel modo più evidente consente sviluppi impensati, progressi grandiosi e una rapida evoluzione di tutti gli altri rami dello scibile che essa tocca e influenza.

L'industria, tutta l'industria, nel senso più ampio, da quella elettrotecnica a quella meccanica, alla metallurgica, alla chimica ecc., con i suoi laboratori di ricerca e le sue fabbriche richiede, e richiederà sempre più, con un ritmo rapidamente crescente, tecnici specializzati con conoscenza dell'elettronica, tecnici specificatamente elettronici e persino operai e impiegati di ogni ordine e categoria con cognizioni di elettronica.

Si può dire che anche le branche commerciali, quelle dei trasporti e persino quelle amministrative con le recenti introduzioni delle calcolatrici, abbisognano di personale che conosca i principi dell'elettronica, le macchine relative, il loro pieno sfruttamento, la eventuale riparazione ecc. e, quanto più in modo completo, quanto meglio.

Nasce, da una tale situazione, una logica conseguenza: per la scelta di una professione o di un mestiere, per un miglioramento della propria posizione sociale, per l'intrapresa di una libera attività o anche per la sola acquisizione di cognizioni che indubbiamente verranno oltremodo utili, è quanto mai opportuno riflettere se non sia conveniente dedicare un po' di tempo allo studio di questa scienza che ha tra l'altro il pregio di rendersi immediatamente attraente, concreta, accessibile e foriera di moltissime soddisfazioni.

A questo scopo appunto, e con questi intenti, è stato redatto questo Corso.

Non mancano invero altri corsi (specie per corrispondenza) o scuole di radiotecnica, nè mancano (sebbene siano in numero del tutto inadeguato) scuole statali o pareggiate ma la struttura e l'impostazione che caratterizzano queste 156 lezioni sono alquanto particolari, presentando non pochi vantaggi sulle diverse altre forme di cui si è detto.

Anzitutto vogliamo porre in evidenza **il fattore economico.**

Frequentare regolarmente, durante tutto l'anno, una scuola è certo il modo più logico — anche se non il più rapido — per apprendere ma, tralasciando il fatto che rarissimi sono gli Istituti di radiotecnica, è a tutti possibile dedicarsi esclusivamente, e per l'intero anno, allo studio? Noi riteniamo che chi può farlo costituisca oggi assai più l'eccezione che la regola. Ciò significa infatti poter disporre liberamente del proprio tempo senza avere la necessità di un contemporaneo guadagno: il nostro Corso permette a chiunque di studiare a casa propria, nelle ore libere dal lavoro, senza abbandonare o trascurare quest'ultimo. Ciò caratterizza invero anche altri corsi, ma il vantaggio economico diviene notevole ed evidentissimo se si considera che di fronte all'esborso, anche se rateale, di quasi 80.000 lire che i corsi per corrispondenza richiedono, seguendo il nostro Corso la spesa in un anno risulta di poco più di 7500 lire (150 lire alla settimana presso un'edicola) o di 6630 lire totali, con recapito postale, settimanale, delle lezioni a domicilio.

E' superfluo dire che la Modulazione di Frequenza, i transistori, i circuiti stampati, la trasmissione, il telecomando ecc. sono argomenti integrali del Corso e non costituiscono motivo di corsi speciali, aggiunti o particolari.

Le lezioni di questo Corso — a differenza di molte altre — non sono stampate con sistemi di dispensa, a ciclostile, o con sistemi più o meno analoghi, derivanti cioè da un originale battuto a macchina da scrivere; esse sono stampate in uno stabilimento grafico, con chiari caratteri tipografici da cui deriva una assai più agevole lettura e — fattore certamente di non secondaria importanza — un contenuto molto più ampio, corrispondendo una pagina a stampa a tre o quattro pagine di quelle citate. Il lettore avrà, alla fine del Corso, un volume di ben 1248 pagine di grande formato!

**Chiunque**, indipendentemente dall'età, dalla professione e dalle scuole compiute **può seguire il Corso.** Alle esposizioni teoriche si abbinano numerose, attraenti, istruttive ed utili descrizioni che consentono la realizzazione di ricevitori, amplificatori, strumenti vari e persino di trasmittenti su onde corte.

A questo proposito è sintomatico il fatto che la Direzione non vuole assolutamente assumere la fisionomia di un fornitore o commerciante di materiale radio, rivendendo agli allievi le parti necessarie. Il materiale occorrente l'interessato può acquistarlo dove e come meglio crede e, assai spesso anzi, già ne dispone. Viene così evitato l'acquisto forzoso, caratteristico più o meno di tutti gli altri corsi.

**Anche chi è già radiotecnico**, anche chi ha seguito o segue altri corsi troverà il massimo tornaconto in questo completo ed aggiornato lavoro. Molte nozioni, è logico, saranno note, altre un po' meno e sarà utile rinfrescarle, e il tutto infine costituirà un manuale di consultazione, prezioso tanto per la teoria esposta quanto per i numerosi schemi, per le tabelle, per i grafici, gli elenchi, i dati, il vocabolario dei termini ecc.

Concludendo, si può affermare che questo **Corso di Radiotecnica** oltre che come insegnamento graduale si presenta come **enciclopedia e rivista assieme** ciò che permette di formare — con modestissima spesa — **il più completo, ricco, utile e pratico volume di radiotecnica di cui sia dato oggigiorno disporre.**

# LA SUPERETERODINA

La differenza sostanziale tra un ricevitore a stadi accordati ed un ricevitore del tipo **supereterodina** consiste nel fatto che nel primo il segnale presente all'ingresso viene amplificato alla sua medesima frequenza, mentre nel secondo viene amplificato ad una *nuova* frequenza, di valore più basso, detta **Media Frequenza.** Tale Media Frequenza nasce dalla combinazione del segnale modulato a radiofrequenza (*segnale entrante*) con un segnale prodotto da un circuito oscillatore contenuto nel ricevitore stesso (*segnale locale*).

Il circuito che produce nel ricevitore questo nuovo segnale viene perciò definito col nome di **oscillatore locale.** I due segnali vengono sovvrapposti, ossia combinati, in uno stadio che prende il nome di mescolatore, o *primo rivelatore*, o ancora **convertitore.**

Quando due segnali vengono sovrapposti in uno stadio mescolatore, quest'ultimo fornisce — in uscita — quattro segnali distinti di differente frequenza, e precisamente: il segnale d'ingresso, quello dell'oscillatore locale, un segnale la cui frequenza corrisponde alla somma di tali frequenze, ed un quarto segnale che corrisponde invece alla loro differenza. E' appunto quest'ultimo che, solitamente, viene usato come Media Frequenza (M. F.).

Sebbene la frequenza intermedia (Media Frequenza) sia diversa da quella del segnale ricevuto, essa presenta le medesime caratteristiche di modulazione di questo ultimo.

Gli inconvenienti ai quali abbiamo fatto cenno nello studio dei circuiti di ricezione a stadi accordati, sono stati, nella soluzione « supereterodina », pressochè del tutto eliminati. Infatti, qualsiasi segnale in arrivo, qualunque sia la sua frequenza, può anzitutto essere convertito in un segnale a frequenza intermedia: in tal modo può essere amplificato successivamente mediante stadi accordati su una frequenza fissa, ciò che è vantaggioso sia per quanto riguarda l'ammontare dell'amplificazione che per ciò che si riferisce alla selettività, come vedremo tra breve.

La maggior parte dei ricevitori supereterodina non ha attualmente uno stadio amplificatore ad A.F.; tuttavia — in alcuni casi — possono essere presenti una o più valvole il cui circuito di impiego è, per tale funzione, quello di un amplificatore a stadi accordati.

La frequenza dell'oscillatore locale viene mescolata a quella del segnale ricevuto, come si è detto, ad opera della valvola mescolatrice. All'uscita di quest'ultima è presente la Media Frequenza, avente le medesime caratteristiche di modulazione del segnale proveniente dall'etere.

Gli stadi che seguono il mescolatore sono provvisti — per l'accoppiamento — di circuiti risonanti sintonizzati in modo stabile sulla Media Frequenza, (trasformatori) per cui questa è la sola frequenza suscettibile di amplificazione. Successivamente, il segnale viene inviato allo stadio denominato *secondo rivelatore,* ossia al rivelatore vero e proprio. All'uscita di questo stadio — come sappiamo — è disponibile il segnale a frequenza acustica, che viene poi amplificato nel modo consueto da uno o più stadi a Bassa Frequenza, onde raggiungere la potenza necessaria ad eccitare un altoparlante.

La frequenza dell'oscillatore locale può essere più alta o più bassa di quella del segnale ricevuto, e deve esserlo di una quantità pari al valore della Media Frequenza. Se si adotta, ad esempio una M.F. di 460 kHz, ed una frequenza dell'oscillatore locale *maggiore* di quella del segnale ricevuto, l'intera gamma dell'oscillatore (necessaria per coprire la gamma delle onde medie che si estende da 500 a 1500 kHz), deve essere compresa tra 960 (ossia 500+460) e 1960 (ossia 1500+460) kHz. Ciò rappresenta un rapporto di circa 2:1 (ossia 1960 : 960 = 2 circa).

Consideriamo ora quale deve essere la gamma dello oscillatore, se si desidera farlo funzionare con frequenza *inferiore* a quella del segnale in arrivo. Riferendoci sempre ad una M.F. di 460 kHz, la frequenza più bassa dovrebbe essere di 500-460 = 40 kHz, e la più alta di 1500-460 = 1040 kHz, con un rapporto totale di 26:1 (infatti 1040 : 40 = 26). Come si vede, per ottenere tale gamma, sarebbe necessario, in tal caso, l'uso di un condensatore variabile con un rapporto tra la capacità massima e minima talmente elevato da non essere praticamente realizzabile. Questo è il motivo per il quale gli oscillatori locali funzionano, come norma, con una frequenza più elevata di quella del segnale da ricevere.

L'oscillatore locale di un ricevitore supereterodina deve avere caratteristiche tali da consentire la variazione di sintonia su di una gamma di frequenze di ampiezza pari alla gamma che si vuole ricevere. Allorchè si ricerca una data emittente sulla scala del ricevitore, si deve compiere contemporaneamente la sintonizzazione sia dell'oscillatore locale che quella dei circuiti che lo precedono, in modo tale che la differenza tra le due frequenze sia e rimanga costante per tutta l'estensione della gamma. Tale differenza è — ripetiamo — il valore scelto come Media Frequenza.

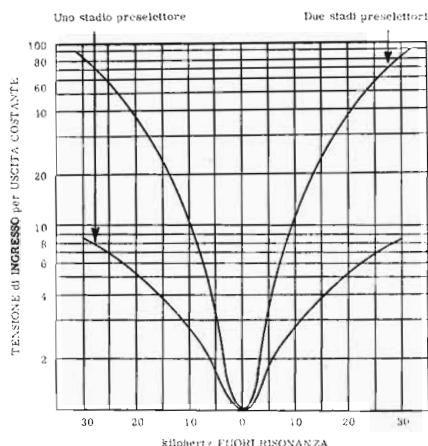



Fig. 1 - Grafico illustrante la selettività di un amplificatore ad A.F. ad uno e a due stadi. Si può osservare che con due stadi, il risultato è notevolmente superiore.

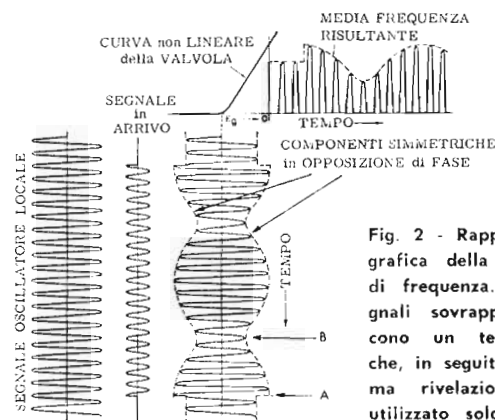



Fig. 2 - Rappresentazione grafica della conversione di frequenza. I due segnali sovrapposti producono un terzo segnale che, in seguito alla « prima rivelazione », viene utilizzato solo per metà.

## PARTICOLARITA' CARATTERISTICHE

La sensibilità e la selettività di un ricevitore supereterodina sull'intera gamma sono più uniformi che non in un ricevitore a stadi accordati: ciò è vero in quanto la maggior parte dell'amplificazione ha luogo mediante stadi sintonizzati su una frequenza fissa.

Gli stadi funzionanti su una sola frequenza (che — peraltro — è relativamente bassa, e tutt'altro che critica), consentono una forte amplificazione, unitamente ad un'alta selettività.

La selettività degli stadi di amplificazione a M.F. determina la selettività totale del ricevitore relativa alle emittenti con frequenze tra loro adiacenti. Può tuttavia sussistere la necessità di aggiungere uno stadio di amplificazione a radiofrequenza, avente una selettività sufficiente a respingere la cosiddetta **frequenza d'immagine.**

Vediamo in che cosa consiste questa frequenza d'immagine. Essa si manifesta con la presenza in uscita di due segnali contemporaneamente; il fenomeno può essere causato dai seguenti motivi: se — ad esempio — si mescola una frequenza dell'oscillatore locale di 1255 kHz con una frequenza d'ingresso di 800 kHz per produrre una M.F. di 1255 — 800 = 455 kHz, (pari cioè alla differenza tra le due), la stessa frequenza dell'oscillatore può mescolarsi anche con una frequenza d'ingresso di 1710 kHz, eventualmente presente a causa della scarsa selettività del circuito d'ingresso. Infatti, anche in questo caso, la differenza tra le due frequenze ammonta a 1710 — 1255 = 455 kHz. Per questo motivo, se l'antenna riceve due stazioni contemporaneamente, una delle quali trasmette su 800 e l'altra su 1710 kHz, la sezione mescolatrice può inviare all'amplificatore a M.F. due segnali contemporanei provenienti dalle due diverse stazioni, e convertirli entrambi nella medesima M.F. Gli stadi successivi ricevono di conseguenza entrambi i segnali, col risultato che gli stessi vengono rivelati contemporaneamente, e, giungendo assieme al dispositivo di riproduzione sonora, dànno luogo ovviamente ad un ascolto non intellegibile.

Il segnale che può, per la causa di cui sopra, interferire con quello effettivamente prescelto, viene denominato appunto frequenza o interferenza d'immagine. L'inconveniente può essere evitato mediante una accurata messa a punto dello stadio amplificatore a radiofrequenza. Gli stadi di questo tipo, ad alta selettività, quando vengono sintonizzati su di una frequenza inferiore a quella dell'oscillatore locale di un ammontare pari al valore della M.F., respingono una eventuale frequenza, superiore a quella dell'oscillatore della medesima quantità. In altre parole l'amplificatore a radiofrequenza di un ricevitore supereterodina avente una Media Frequenza di 455 kHz, respinge — ad esempio — la frequenza d'immagine di 1710 kHz se è sintonizzato sulla frequenza di 800 kHz, e viceversa.

Per quanto riguarda i normali ricevitori a radiodiffusione, l'inconveniente sopra accennato si verificava molto più facilmente anni orsono, quando cioè si era soliti adottare nelle costruzioni un valore di frequenza, per la M.F., dell'ordine di 200 o 175 kHz. In tal caso la differenza tra la frequenza effettiva di accordo e quella dell'eventuale segnale interferente, era di soli 400 kHz circa. Se la selettività del circuito d'ingresso (circuito d'aereo) era scarsa, poteva verificarsi la ricezione contemporanea di due emittenti. L'aggiunta di uno stadio di amplificazione in Alta Frequenza, e del relativo circuito sintonizzato, provvedeva in casi del genere ad una seconda selezione che eliminava il segnale interferente.

Con i valori di Media Frequenza attualmente in uso, ossia maggiori di 450 kHz, il fenomeno può considerarsi praticamente scomparso, in quanto difficilmente un circuito di sintonia può essere così poco selettivo da consentire il passaggio di due frequenze che differiscono tra loro di 900 kHz. L'adozione di un valore più alto di M.F. consente così l'eliminazione dello stadio preselettore.

Il moderno ricevitore supereterodina, specie se privo di stadi amplificatori in A.F., necessita di un condensatore variabile (e di induttanze) avente un numero di sezioni inferiori a quello necessario in un ricevitore adottante il vecchio sistema: è questo un altro piccolo vantaggio della « super » moderna.

## STADI PRESELETTORI

Il tecnico deve essere edotto anche su particolari relativi a funzioni e schemi di uso non troppo corrente: dobbiamo perciò fare cenno agli stadi di amplificazione

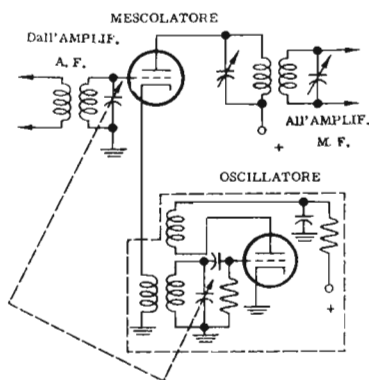



Fig. 3 A - Accoppiamento induttivo tra oscillatore e mescolatore.

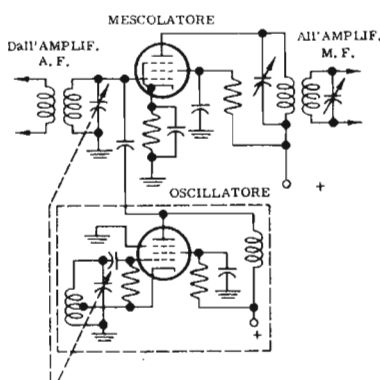



Fig. 3B - In questo caso l'accoppiamento è capacitivo.

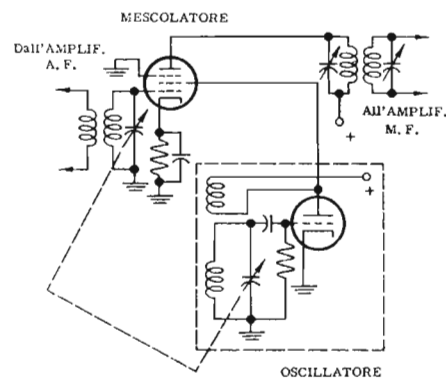



Fig. 3 C - Accoppiamento diretto. La placca oscillatrice è unita ad una griglia del pentodo.

che precedono la conversione, anche se i comuni ricevitori attuali più non li adottano. Vedremo, tuttavia, quando ci occuperemo di apparecchi professionali (specialmente per le gamme di onde corte) che gli stadi amplificatori posti innanzi alla sezione convertitrice sono, in tale settore, sempre di corrente impiego.

La sezione amplificatrice a radiofrequenza in un ricevitore supereterodina viene dunque denominata stadio preselettore. Sostanzialmente — ripetiamo — essa è analoga a quella di un ricevitore a stadi accordati. La selettività per i ricevitori di radiodiffusione ha, oggigiorno, un'importanza maggiore che non il fattore di amplificazione; abbiamo infatti, visto che è proprio la selettività che può eliminare l'interferenza di immagine.

Per la sezione di preselezione possono esservi uno, due, o anche tre stadi di amplificazione a radiofrequenza. La **figura 1** dimostra la selettività che si può raggiungere con un'amplificatore di preselezione semplice e con uno doppio. In detta figura, l'asse verticale permette di individuare la tensione relativa d'ingresso necessaria per ottenere un'uscita costante. L'asse orizzontale riporta i valori di frequenza in kHz al di fuori della frequenza di risonanza. Si noti che, con uno solo stadio di amplificazione, un segnale la cui frequenza differisca di 30 kHz da quella di risonanza, deve avere una tensione pari a circa 9 volte quella del segnale a frequenza di risonanza per dare la medesima potenza d'uscita. Con due stadi invece, la tensione deve essere di circa 80 volte superiore. Ciò conferma che ogni stadio in più migliora la selettività.

## LA CONVERSIONE di FREQUENZA

Il processo caratteristico che ha luogo in un ricevitore supereterodina si chiama **conversione di frequenza.** Lo stadio in cui detta conversione viene effettuata viene denominato — ripetiamo — mescolatore o convertitore, a seconda delle caratteristiche peculiari del circuito. Quando, con una sola valvola a diversi elettrodi, si effettua sia la generazione delle oscillazioni sia la mescolazione di frequenza, lo stadio si chiama *convertitore*. Se per i due scopi citati vengono usate due valvole separate, quella che produce le oscillazioni locali costituisce lo stadio *oscillatore*, e quella che sovrappone al segnale locale il segnale in arrivo, costituisce invece lo stadio *mescolatore*.

Abbiamo visto che lo stadio convertitore o mescolatore a volte viene definito anche **primo rivelatore**. Il motivo risiede nel fatto che tanto il convertitore quanto il mescolatore devono essere — così come un rivelatore — del tipo **non lineare**. In altre parole, la valvola deve presentare una conduttività, durante la parte positiva dei cicli delle frequenze applicate, maggiore che non durante la parte negativa, altrimenti la Media Frequenza non potrebbe manifestarsi all'uscita.

Ecco, in breve, ciò che si svolge. Il fatto che due segnali di diversa frequenza influiscono contemporaneamente sulla corrente anodica, determina anzitutto un **battimento**. Questo fenomeno è chiaramente comprensibile, se si considera che — in ogni istante — i semiperiodi dei due segnali si sommano o si sottraggono in ampiezza a seconda che siano in fase o sfasati. Se sono perfettamente in fase, l'ampiezza del segnale risultante è data, ovviamente, dalla somma delle sue ampiezze: se — viceversa — sono sfasati di 180°, è ovvio che l'ampiezza risultante è data invece dalla differenza tra le ampiezze.

Inoltre, essendo i due segnali di frequenza diversa, ma essendo ciascuna frequenza di valore costante, gli istanti in cui i segnali sono in fase si susseguono ad un ritmo anche esso costante, analogamente agli istanti in cui sono in opposizione di fase.

Se rappresentiamo questo fenomeno graficamente, come illustrato alla **figura 2,** notiamo che nel punto *A* il segnale risultante ha la massima ampiezza (segnali in fase), mentre nel punto *B* l'ampiezza è minima. Tra i due punti citati, esistono infiniti punti intermedi nei quali il segnale risultante è sempre dato dalla somma o dalla differenza tra le due ampiezze, a seconda che — nel tempo — i due segnali tendano rispettivamente a sommarsi o a sottrarsi.

La definizione di rivelatore si spiega osservando attentamente la figura, nella quale si nota che il segnale risultante appare due volte con andamento simmetrico, ai lati della linea isoelettrica. Essendo i segnali in opposizione di fase tra loro, è necessario utilizzarne uno solo, eliminando l'altro. A ciò provvede appunto il funzionamento non lineare della valvola, la quale, con un'azione analoga a quella della rivelazione, rende disponibile in uscita un solo lato del segnale complesso illustrato alla figura 2.

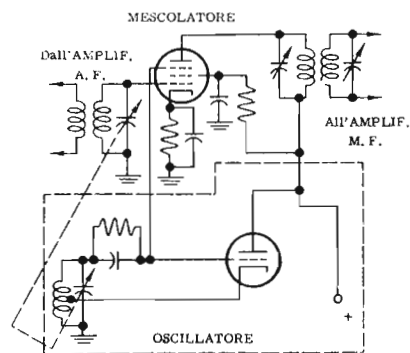



**Fig. 3 D** - **Accoppiamento diretto mediante unione tra due griglie.**

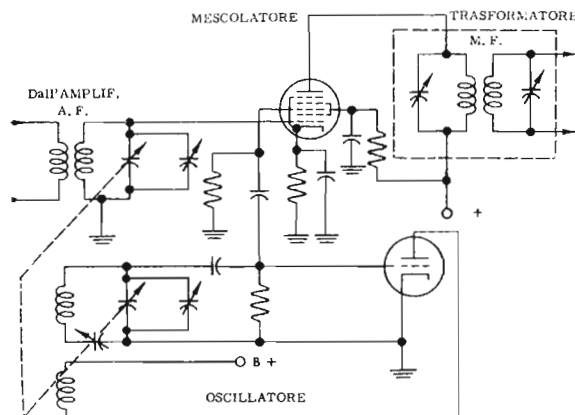



**Fig. 4** - **L'eptodo (valvola con cinque griglie), può funzionare da stadio mescolatore. Un triodo separato produce le oscillazioni, che vengono sovrapposte a quelle in arrivo grazie all'accoppiamento con la terza griglia dello eptodo mescolatore.**

## L'OSCILLATORE LOCALE

L'oscillatore locale deve rispondere nel modo migliore alle esigenze dovute all'ampiezza della gamma interessata, alla stabilità della frequenza generata, alla costanza della sua tensione d'uscita, ed alla costanza dell'allineamento.

Può essere realizzato con qualsiasi circuito fondamentale per la produzione di oscillazioni tra quelli che abbiamo visto alla lezione 67ª. Normalmente, viene usato un circuito « Hartley » modificato, o comunque uno dei tipi a circuito di griglia sintonizzato. Allo scopo di mantenere costante la frequenza prodotta, in casi particolari si usa anche un dispositivo circuitale atto a stabilizzare la tensione di placca.

Un fattore che può influire molto sulla stabilità è l'effetto che le altre radiofrequenze presenti nel circuito possono avere sull'oscillatore locale. Quest'ultimo tende infatti a sincronizzare la sua frequenza con quella dei segnali in arrivo. Maggiore è l'intensità di detti segnali — e minore è la differenza tra la loro frequenza e quella dell'oscillatore — maggiore è la probabilità della reciproca influenza. Se la frequenza dell'oscillatore subisce una variazione a causa dei segnali in arrivo, si produce uno *slittamento di frequenza*. Tale inconveniente può essere eliminato isolando, ossia separando il più possibile, il circuito dell'oscillatore da quello di amplificazione a radiofrequenza. Detto isolamento non consiste soltanto in una accurata schermatura dei vari componenti, ma anche nell'uso di sistemi adeguati per accoppiare i segnali dell'oscillatore allo stadio convertitore. La tensione dell'oscillatore può essere introdotta in questo stadio sia mediante accoppiamento induttivo, sia mediante accoppiamento elettronico. Può essere inserita sul catodo, sulla griglia pilota, sulla griglia schermo, o anche sulla griglia di soppressione.

Assai spesso nello stadio convertitore si usa una valvola con 5 griglie, ossia un eptodo. Queste valvole speciali sono state create appunto per ottenere una indipendenza efficace tra i segnali dell'oscillatore locale ed i segnali in arrivo dalle emittenti, senza peraltro dover ricorrere a due valvole distinte.

Come vedremo meglio tra breve, per la produzione delle oscillazioni vengono usate le prime due griglie a partire dal catodo ($G_1$ e $G_2$), che con quest'ultimo formano un triodo, in quanto a $G_2$ è affidata la funzione di una placca.

I segnali in arrivo vengono invece applicati alla 3ª o alla 4ª griglia. Dal momento che la corrente anodica scorre dal catodo alla placca, nessun segnale può, dalla 3ª o dalla 4ª griglia, esercitare un'influenza a ritroso sulle griglie 1ª e 2ª. Per questo motivo l'impiego delle multigriglia evita gli slittamenti di frequenza.

## LO STADIO MESCOLATORE

Consideriamo i vari tipi di mescolatori ed i vari sistemi di iniezione del segnale illustrati alla **figura 3.** Si noti tra l'altro che, a tale scopo, è possibile usare sia pentodi che triodi.

Nella sezione **A,** l'uscita di un oscillatore con circuito di griglia sintonizzato è accoppiata induttivamente al circuito catodico del mescolatore.

Nella sezione **B** si ha un circuito oscillatore « Hartley» modificato, con accoppiamento elettronico, accoppiato a sua volta mediante una capacità alla griglia pilota del mescolatore. L'oscillatore è realizzato con un pentodo invece che con un triodo, in quanto il pentodo ha una maggiore stabilità.

Nella sezione **C** è illustrato un oscillatore con circuito di griglia sintonizzato, accoppiato direttamente alla griglia schermo del mescolatore.

Nella sezione **D** — infine — l'uscita dell'oscillatore viene prelevata dalla sua stessa griglia pilota, che è collegata direttamente con la griglia di soppressione del mescolatore.

Uno dei vantaggi dell'accoppiamento tra i due stadi attraverso la griglia di soppressione consiste nel fatto che la griglia schermo agisce anche da schermo separatore tra il segnale dell'oscillatore e quello in arrivo (applicato alla griglia pilota del mescolatore). Ciò migliora la stabilità evitando lo slittamento o trascinamento di frequenza di cui si è detto. Tuttavia, con questo sistema, la griglia di soppressione del mescolatore ha il medesimo potenziale della griglia pilota dell'oscillatore. Essendo tale potenziale negativo rispetto al catodo, il coefficiente di amplificazione della valvola mescolatrice diminuisce.

### L'eptodo come mescolatore

Per la realizzazione di uno stadio mescolatore è pos-

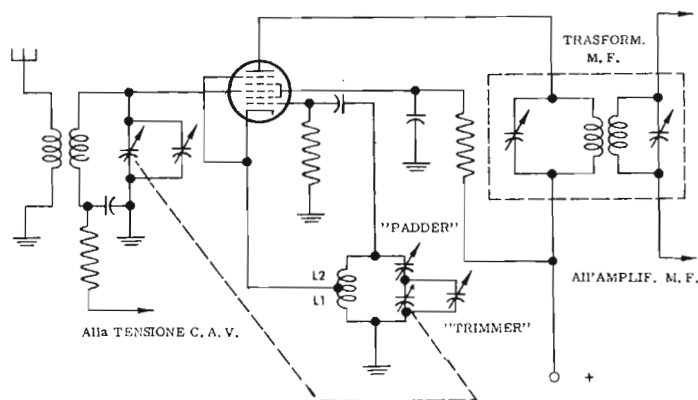



Fig. 5 - Impiego dell'eptodo come convertitore. In tal caso, l'oscillatore è incorporato, ed è costituito dalle prime due griglie.

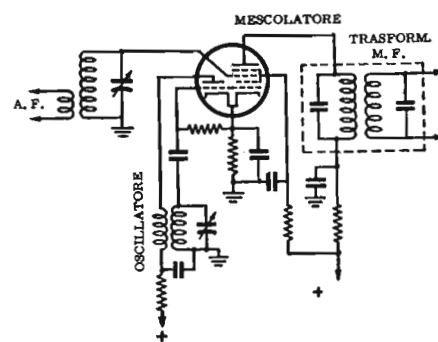



Fig. 6 - Conversione di frequenza mediante un triodo esodo. L'accoppiamento è diretto, in quanto le due unità hanno una griglia in comune.

sibile utilizzare la valvola multigriglia denominata eptodo o pentagriglia, (già nota al lettore), come nello schema illustrato alla **figura** 4.

Consideriamo le cinque griglie dal basso verso l'alto. E' facile osservare che la prima e la terza agiscono rispettivamente da prima e seconda griglia pilota; la prima nei confronti del segnale in arrivo dall'antenna, e la terza nei confronti del segnale prodotto dall'oscillatore locale.

La seconda e la quarta griglia, collegate tra loro internamente alla valvola, fungono da schermo rispettivamente interno ed esterno. La quinta griglia infine, collegata al catodo internamente alla valvola, agisce da griglia di soppressione.

La tensione dell'oscillatore è applicata — ripetiamo — alla seconda griglia pilota, la quale è isolata dalla prima e dalla placca, dalle griglie schermo. Di conseguenza, lo slittamento di frequenza viene contenuto entro il minimo possibile.

La tensione del segnale a radiofrequenza viene invece applicata alla prima griglia pilota. Entrambe le griglie pilota influiscono sulla corrente elettronica che scorre tra il catodo e la placca così che ambedue i segnali vengono riprodotti all'uscita del mescolatore.

### L'eptodo come convertitore

Per il funzionamento con frequenze relativamente basse, con le quali la reciproca influenza tra gli elettrodi ha una importanza minore, l'eptodo può essere usato come convertitore. In tal caso. esso unisce le funzioni del mescolatore e dell'oscillatore in una sola valvola, come illustrato alla **figura 5**. La sezione oscillatrice della valvola consiste nel catodo, nella prima griglia di controllo, e nella doppia griglia schermo (griglie 2ª e 4ª), che — come abbiamo detto poc'anzi — agiscono contemporaneamente da placca nei confronti dell'oscillatore. La reazione necessaria per provocare e mantenere le oscillazioni si produce grazie all'azione dell'autotrasformatore costituito da $L_1$ ed $L_2$ aventi una estremità in comune. La corrente che scorre verso il catodo attraverso $L_1$ induce la tensione di reazione in $L_2$. La tensione di oscillazione presente sulla prima griglia pilota influisce sul passaggio di corrente attraverso la valvola. Il segnale a radiofrequenza è invece applicato alla seconda griglia pilota (griglia 3ª).

In un circuito di questo tipo è possibile impiegare anche un ottodo. In tal caso la stabilità è ancora maggiore in quanto, disponendo di una griglia in più, la seconda griglia, che forma un triodo con la prima ed il catodo, è indipendente dalle due griglie che agiscono da schermo. Tra lo stadio oscillatore ed il mescolatore si ha così un disaccoppiamento ancora più efficace.

### Conversione con triodo-esodo

Un circuito di conversione analogo a quello dell'ottodo è dato dall'impiego del triodo esodo, come è illustrato alla **figura 6**. In tal caso, come sappiamo, si hanno due valvole indipendenti racchiuse però nel medesimo bulbo. Il triodo compie la funzione di stadio oscillatore, e l'esodo quella di stadio mescolatore.

L'accoppiamento tra le due valvole consiste nell'unione della griglia del triodo con la terza griglia dell'esodo. Questo collegamento può essere — a seconda del tipo — sia interno che esterno alla valvola.

### Guadagno di conversione

L'efficienza di uno stadio di conversione viene calcolata in funzione del rapporto tra l'uscita a Media Frequenza nel circuito di placca del mescolatore e la tensione del segnale di ingresso a radiofrequenza presente sulla griglia dello stesso stadio. Il guadagno di conversione corrisponde generalmente a 0,3 volte il guadagno normale della medesima valvola usata come amplificatrice a Media o Alta Frequenza.

## ALLINEAMENTO tra OSCILLATORE e MESCOLATORE

E' opportuno notare che, in tutti i circuiti per la conversione di frequenza precendentemente illustrati, la capacità variabile del circuito di sintonia dell'oscillatore segue di pari passo quello del circuito sintonizzato di antenna. Sappiamo bene, ora, che la differenza tra le due frequenze è la Media Frequenza.

Oltre a tali capacità, il circuito di un convertitore comprende altre capacità variabili, dette « padder » e « trimmer », che possono essere regolate separatamente allo scopo di far sì che la differenza tra le due frequenze di risonanza rimanga costante sull'intera gamma esplorata, per tutta la rotazione del doppio condensatore variabile.

| COMPONENTE | CAPACITA' | RAPPORTO CAPACITA' | RAPPORTO FREQUENZA |
|---|---|---|---|
| C1 | 40-360 pF | 1 : 9 | 1 : 3 |
| C2 | 40-360 pF | 1 : 9 | |
| C3 | 500 pF (variabile) | | |
| C2 e C3 | valore eff. 37-210 pF | circa 1 : 5,6 | circa 1 : 2,36 |

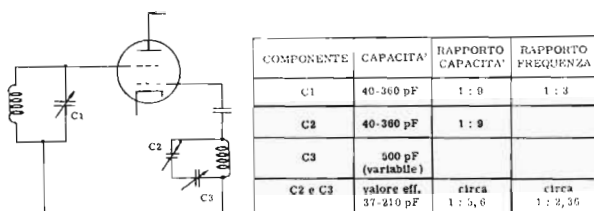



**Fig. 7 - Impiego del « padder » per adattare opportunamente la gamma di frequenze dell'oscillatore. Essendo in serie al condensatore variabile, ne diminuisce la capacità portando gli estremi della variazione al valore necessario. La tabella a lato mette in evidenza la variazione del rapporto di frequenza e capacità massima e minima.**

| COMPONENTE | CAPACITA' | RAPPORTO CAPACITA' | RAPPORTO FREQUENZA |
|---|---|---|---|
| C1 | 40-360 pF | 1 : 9 | 1 : 3 |
| C2 | 40-360 pF | 1 : 9 | |
| C3 | 30 pF | | |
| C2 e C3 | valore eff. 70-390 pF | circa 1 : 5,6 | circa 1 : 2,36 |

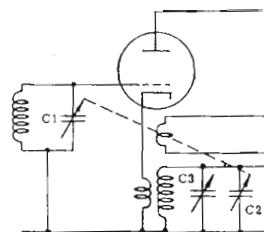



**Fig. 8 - Impiego del « trimmer » per la regolazione della variazione di capacità mediante l'aggiunta di un valore in parallelo. Come si nota nella tabella a lato, sebbene $C_3$ abbia un valore ridotto, la sua presenza consente una notevole diversità dei rapporti sia di capacità che di frequenza.**

Il « trimmer » non è altro che un compensatore collegato in parallelo, che esercita la sua maggiore influenza verso il lato più alto della gamma, ossia nel campo delle frequenze più elevate.

Il « padder » è anch'esso un compensatore, collegato però in serie, ed esercita la sua massima influenza alla estremità delle frequenze più basse. Si tratta di due organi il cui nome e la cui funzione sono stati da noi già illustrati a pagina 256.

E' facile notare l'importanza del « padder » osservando la **figura 7** e la tabellina ad essa riferita.: $C_1$ e $C_2$ sono i condensatori variabili in « tandem ». Ciascuno di essi ha la medesima portata capacitiva (da 40 a 360 pF); tuttavia, essi permettono la sintonia contemporanea, ognuno su frequenza diversa. Il circuito oscillatore oscilla su frequenze più alte di quelle del circuito di sintonia, con una differenza costante pari alla Media Frequenza. Per questo motivo, se la gamma del ricevitore si estende da 1000 a 3000 kHz. e la Media Frequenza è di 465 kHz, la gamma dell'oscillatore deve essere compresa tra 1465 e 3465 kHz. Il rapporto di sintonia del circuito a radiofrequenza dall'estremo basso all'estremo alto, è di 1:3, mentre il rapporto del circuito dell'oscillatore è di 1:2,36. Il rapporto di capacità di entrambi i condensatori variabili è invece il medesimo, ossia 1:9.

Dal momento che la frequenza è inversamente proporzionale alla radice quadrata della capacità, ossia:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

esiste la giusta correlazione tra il rapporto di sintonia 1:3 ed il rapporto di capacità 1:9 per il condensatore $C_1$. Per il condensatore $C_2$, il rapporto di sintonia 1:2,36 non si adatta al rapporto di capacità 1:9. Di conseguenza viene inserito $C_3$ in qualità di « padder ». L'aggiunta di tale capacità semifissa, del valore massimo di 500 pF, fa in modo che la variazione di $C_2$ sia compresa tra 37 e 210 pF (vedi in proposito la formula per il calcolo della capacità risultante da due condensatori in serie). Ciò ha per conseguenza un rapporto di capacità di 1:5,6. La combinazione permette un buon adattamento per il rapporto di sintonia dell'oscillatore di 1:2,36.

E' opportuno rilevare che l'influenza del « padder » sulla estremità della gamma corrispondente alle frequenze più elevate (lato della capacità minore) è minima. Esso infatti può appena cambiare la capacità da 40 a 37 pF. In corrispondenza delle frequenze più basse — invece — (lato della capacità più alta), l'influenza sulla capacità è notevole in quanto essa viene portata da 360 a 210 pF.

Esaminiamo ora un circuito come quello della **figura 8** che illustra l'impiego di un « trimmer »: $C_1$ e $C_2$ sono i medesimi condensatori usati nel circuito precedente. $C_3$ è il compensatore (« trimmer ») collegato in parallelo a $C_2$. Il suo valore è di 30 pF. La combinazione in parallelo tra $C_2$ e $C_3$ provoca una variazione di capacità compresa tra 70 e 390 pF. Ne deriva che il rapporto di capacità è pari a 1:5,6 il che si adatta al rapporto di frequenza del circuito oscillatore, che è di 1:2,3.

Diversamente da quanto abbiamo constatato in merito al « padder », l'influenza del « trimmer » è minima alle frequenze basse (capacità massima) e massima alle frequenze alte (capacità minima). Infatti, il suo effetto è tale che la capacità minima (residua) del condensatore variabile viene portata da 40 a 70 pF, mentre quella massima viene portata da 360 a 390 pF, con uno scarto, come si vede, molto più apprezzabile sulla capacità minima (che viene quasi raddoppiata) che non sulla massima.

Esaminando infine la **figura 9**, è facile comprendere come sia il « padder » che il « trimmer » possano essere usati assieme. L'aggiunta di $C_3$, ossia di un « trimmer » da 30 pF, e di $C_4$, « padder » da 500 pF, crea una combinazione che permette una portata capacitiva variabile da 40 a 210 pF. Si ottiene così il rapporto di capacità di 1:5,2 circa, che si adatta al rapporto di frequenza di 1:2,3 per il circuito sintonizzato dall'oscillatore. Entrambi — ripetiamo — sono condensatori aggiuntivi semifissi, (compensatori) che possono essere regolati separatamente per raggiungere un allineamento perfetto su tutti e due i lati estremi della gamma.

## L'AMPLIFICATORE a MEDIA FREQUENZA

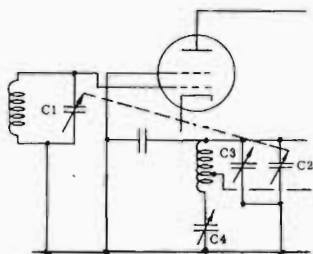
L'amplificatore a Media Frequenza è un circuito ad alta amplificazione costantemente sintonizzato su una frequenza pari alla differenza tra la frequenza dello oscillatore locale e quella del segnale in arrivo. Uno stadio di M.F. comprende una valvola amplificatrice,

| COMPONENTE | CAPACITA' | RAPPORTO CAPACITA' | RAPPORTO FREQUENZA |
|---|---|---|---|
| C1 | 40-360 pF | 1 : 9 | 1 : 3 |
| C2 | 40-360 pF | 1 : 9 | |
| C3 | 3 pF (variabile) | | |
| C4 | 500 pF (variabile) | | |
| C2, C3, C4 | valore eff. 40-210 pF | circa 1 : 5,2 | circa 1 : 2,3 |

**Fig. 9 - Impiego contemporaneo del « trimmer » e del « padder ». Combinando le due funzioni rispettive, è possibile adattare perfettamente i rapporti di capacità delle due sezioni del condensatore variabile, (e quindi rapporti di frequenza) affinchè l'indice della scala parlante del ricevitore indichi esattamente le frequenze riportate sulla scala stessa.**

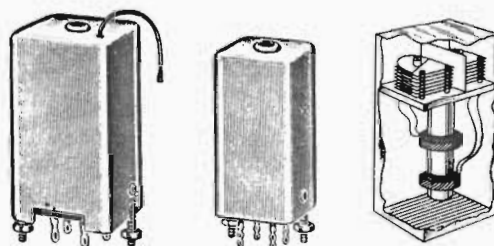



**Fig. 10 - Tipi di trasformatori di Media Frequenza, racchiusi nell'apposito involucro. Uno di essi è illustrato in sezione, per mostrare la posizione delle bobine e dei compensatori installati all'interno.**

un suo circuito d'ingresso ed un suo circuito d'uscita. La valvola amplificatrice è normalmente un pentodo; nei ricevitori normali è presente — di solito — un solo stadio di questo tipo. Nei ricevitori professionali — per contro — si trovano a volte due o tre stadi di amplificazione di Media Frequenza e non è raro che si ricorra a due valori diversi di M.F., da cui la presenza di una doppia conversione.

Ogni stadio viene « tarato » sulla frequenza fissa prescelta. Poichè tutti i segnali in arrivo vengono convertiti in tale frequenza, l'amplificatore al quale ci riferiamo funziona sulla sola frequenza intermedia. Di conseguenza, i vari circuiti sintonizzati possono essere regolati permanentemente, una volta per sempre, in modo da consentire la massima amplificazione e la maggiore selettività. Praticamente, in un ricevitore supereterodina, la prerogativa della selettività, ossia la separazione della emittente ricevuta dalle altre di frequenza prossima, ed il compito della maggior parte dell'amplificazione di tensione, sono affidate in effetti allo stadio di amplificazione a Media Frequenza. L'interferenza di immagine, precedentemente citata, viene, come abbiamo visto, spostata in un punto tanto più lontano dall'apice della curva di risonanza del relativo circuito accordato, quanto più elevato è il valore della Media Frequenza.

Per questo motivo, la scelta del valore della frequenza intermedia costituisce un compromesso tra il fatto che una frequenza elevata rappresenta un rimedio più efficace contro l'interferenza di immagine, mentre una frequenza più bassa consente una maggiore selettività nei confronti delle emittenti di frequenza prossima a quella su cui viene effettuato l'accordo.

I ricevitori attuali di produzione commerciale sono basati su una Media Frequenza il cui valore è compreso tra i 450 e 470 kHz.

Generalmente, i trasformatori di M.F. sono a doppia sintonia, e cioè sia il primario che il secondario sono sintonizzati sulla frequenza di funzionamento. Esistono tuttavia dei casi in cui, per ragioni speciali, i trasformatori sono a sintonia unica: solo il secondario costituisce un circuito accordato.

I trasformatori di Media Frequenza possono essere avvolti su supporti a nucleo di aria, o di ferro polverizzato compresso. Alcuni esemplari di questo secondo tipo sono muniti di condensatori fissi a mica, e vengono sintonizzati variando l'introduzione del nucleo nello avvolgimento. Detto nucleo, essendo filettato esternamente, può essere spostato come una comune vite: questo tipo di sintonia si chiama, come abbiamo già visto, a « variazione di permeabilità ».

La **figura 10** illustra alcuni tipi di trasformatori di M.F. Come si nota, essi sono montati, unitamente alle capacità di accordo, in piccoli involucri metallici — generalmente di alluminio — che agiscono da schermo. Nei casi in cui vengono usate induttanze fisse e capacità variabili, queste ultime sono di basso valore in confronto a quelle usate per i circuiti di sintonia dello stadio convertitore/mescolatore, e possono essere regolate mediante viti accessibili attraverso fori praticati nello schermo metallico. Attraverso tali fori è possibile introdurre la punta di un cacciavite speciale o di una chiave sagomata a seconda del tipo di compensatore usato. In tal modo è possibile effettuare la taratura senza asportare lo schermo.

La **figura 11** illustra lo schema di un amlificatore a Media Frequenza a due stadi, realizzato con due pentodi. $T_1$ è il trasformatore d'ingresso, che ha il circuito primario, formato da $L_1$ e da $C_1$, in serie al circuito di placca dello stadio convertitore, da dove proviene il segnale a frequenza intermedia sul quale il trasformatore è sintonizzato. Il circuito secondario, formato da $L_2$ e da $C_2$, è sintonizzato sulla medesima frequenza, e serve come circuito d'ingresso della valvola amplificatrice. La resistenza $R_1$, collegata in serie al catodo, fornisce la tensione di polarizzazione necessaria, mentre $C_3$ cortocircuita le eventuali tensioni a radiofrequenza presenti ai capi di tale resistenza. La resistenza $R_2$ invece, ed il condensatore $C_4$, sono rispettivamente la resistenza per l'alimentazione della tensione di schermo ed il relativo condensatore di filtro. $R_3$ e $C_5$ costituiscono il filtro di disaccoppiamento il cui compito è di evitare che le correnti dei segnali tornino indietro nel circuito causando interferenze tra gli stadi. $C_5$ infatti offre un passaggio a bassa resistenza verso il catodo o verso massa alle correnti alternate, mentre $R_5$ evita che dette correnti si dirigano verso la sorgente di alimentazione anodica. Tali tipi di disaccoppiamento vengono comunemente usati nei circuiti di griglia schermo e di placca.

$L_3$ e $C_6$ costituiscono il circuito primario sintonizzato del secondo trasformatore di M.F., $T_2$. Il circuito ac-

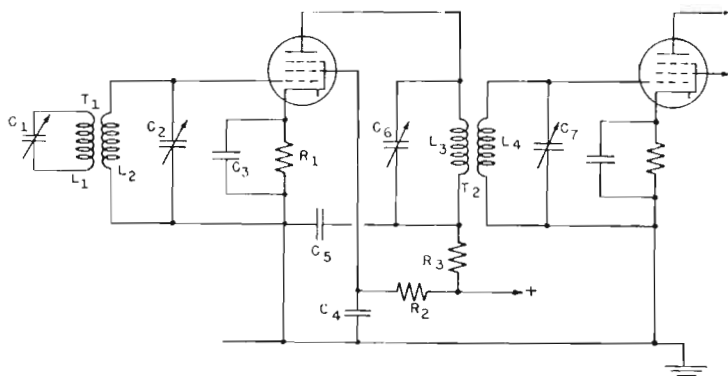



**Fig. 11 - Circuito tipico di un amplificatore a Media Frequenza. $L_1$ - $L_2$ - $L_3$ - $L_4$, con le rispettive capacità in parallelo, costituiscono i circuiti risonanti necessari per l'accoppiamento.**

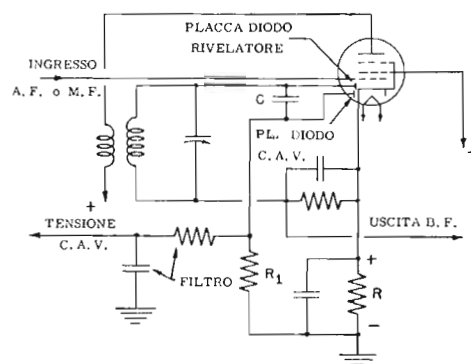



**Fig. 12 - Circuito tipico di un dispositivo C.A.V. ritardato. Il diodo relativo ha un potenziale negativo rispetto al catodo, e funziona solo per segnali di ampiezza superiore a tale tensione.**

cordato secondario, formato da $L_4$ e da $C_7$, sintonizzato sempre sulla medesima frequenza, è accoppiato induttivamente al primario ed agisce da circuito d'ingresso dello stadio successivo, che può essere un ulteriore stadio a M.F. (come indicato) oppure il rivelatore.

Dal momento che all'amplificatore a M.F. è affidato il compito di provvedere alla maggior parte dell'amplificazione in un ricevitore supereterodina, il numero degli stadi che lo compongono è in relazione alla sensibilità richiesta al ricevitore. Come si è detto poc'anzi il valore della frequenza scelto dipende da diversi fattori, uno dei quali è la selettività. Maggiore è la frequenza intermedia, peggiore, o comunque meno selettiva è la sintonizzazione del ricevitore.

Generalmente, gli stadi di amplificazione a M.F. sono realizzati mediante valvole a coefficiente di amplificazione variabile onde permettere il funzionamento del *C.A.V.*, di cui ci siamo occupati alla lezione 65ª. Detto dispositivo — come è noto — viene incluso inviando la tensione relativa, proveniente dal rivelatore ed opportunamente livellata, alla griglia pilota, attraverso il secondario del trasformatore d'ingresso, ossia attraverso $L_2$ o $L_4$ (vedi figura 11).

## C.A.V. RITARDATO e TARATURA

A complemento di quanto si è detto in merito ai vari tipi di circuiti *C.A.V.* è opportuno rilevare che le valvole a « μ » variabile funzionano generalmente con una tensione di polarizzazione di griglia di circa 3 volt; in serie a tale tensione viene applicata quella proveniente dal circuito *C.A.V.*

Uno degli inconvenienti del dispositivo consiste nel fatto che qualsiasi segnale, per quanto debole, contribuisce a diminuire l'amplificazione, mentre il provvedimento dovrebbe servire a stabilire un certo equilibrio smorzando le emittenti più forti, e consentendo invece una maggiore potenza d'uscita sulle più deboli.

La **figura 12** rappresenta un circuito C.A.V. che elimina appunto tale inconveniente, e che viene denominato *C.A.V. ritardato*: si nota infatti, che il diodo relativo è separato da quello rivelatore, pur essendo entrambi inclusi nella medesima valvola che contiene anche il pentodo amplificatore a M.F., e che, a volte, contiene invece il primo triodo amplificatore in Bassa Frequenza.

La valvola da noi considerata è — in questo caso — un pentodo-doppio diodo. In essa. una parte dell'energia presente sul diodo rivelatore viene prelevata e trasferita al diodo *C.A.V.* mediante la capacità *C*. La placca di tale diodo ha un potenziale negativo costante dovuto alla resistenza di polarizzazione *R*. Tale potenziale neutralizza in parte la tensione *C.A.V.* in quanto essa si manifesta soltanto nei casi in cui la tensione del segnale è tale da superare il valore negativo della tensione di placca del diodo, la quale tende a diventare positiva durante le semionde del segnale. In tal modo il *C.A.V.* entra in azione e diminuisce l'amplificazione da parte degli stadi a *M.F.* solo se il segnale ricevuto ha una notevole ampiezza, mentre negli altri casi l'amplificazione rimane la massima possibile.

La tensione *C.A.V.* può essere applicata a tutte le valvole amplificatrici, o soltanto ad una parte di esse, a seconda dei casi.

Per concludere, in ogni ricevitore supereterodina si notano le seguenti sezioni:

1) Sezione di alimentazione (a c.a. o a c.c. o mista);
2) » amplificatrice ad A.F. (non indispensabile);
3) » convertitrice (costituita dall'oscillatore e dal mescolatore);
4) » amplificatrice a M.F. (ad uno o più stadi);
5) » rivelatrice (con *C.A.V.* semplice o ritardato);
6) » preamplificatrice a B.F. (ad uno o più stadi, ed a volte soppressa);
7) » amplificatrice finale (ad uno o due stadi).

ed i seguenti comandi:

1) Comando di accensione, spesso abbinato ad altri comandi);
2) » volume (immediatamente dopo lo stadio rivelatore);
3) » tono (per variare il timbro della riproduzione, non indispensabile);
4) » gamma (per la scelta della gamma di frequenza, se la gamma non è unica);
5) » sintonia (per la ricerca delle varie emittenti).

La tecnica relativa alla taratura dei ricevitori di questo tipo sarà oggetto di una apposita lezione.

**Lezione 71ª**

# COSTRUZIONE di un RICEVITORE SUPERETERODINA *per Onde Medie*

E' opportuno mettere in evidenza, anzitutto, alcune caratteristiche generali di questo ricevitore al fine di permettere al lettore una valutazione ponderata sulla opportunità ed utilità di intraprenderne o meno la costruzione.

Oggi l'apparecchio radio è largamente diffuso, tanto che è già molto frequente il caso del doppio apparecchio; per meglio dire, si verifica spesso che al normale ricevitore di casa si aggiunga un altro ricevitore, che è quasi sempre un portatile. Quest'ultimo deve, per forza di cose, assumere una sua fisionomia particolare cui sono legate tutte le caratteristiche di ordine tecnico, sia dal punto di vista circuitale che costruttivo. In questo campo è oramai incontrastato il predominio del ricevitore a transistori.

Vi sono però casi in cui il carattere di portatilità del ricevitore viene, per così dire, sacrificato. Non di rado, infatti, il piccolo portatile viene adibito ad una funzione stabile e continua in quanto, anche per più mesi, viene a svolgere il suo compito come unico apparecchio di casa (ad esempio in villeggiatura, ecc.). In queste contingenze è evidente che la soluzione non è la migliore: sia il costo d'esercizio (notevole e costoso il consumo delle pile), sia i risultati d'ascolto (qualitativamente inferiori a quelli di un normale apparecchio) depongono a favore di un ricevitore basato su un montaggio che potremmo dire classico, ma che nello stesso tempo offra particolarità di basso costo e, necessariamente, peso e dimensioni ridotte nei limiti consentiti dai migliori risultati che si vogliono raggiungere. A questi requisiti risponde pienamente il G-335 che, come vedremo, rappresenta la supereterodina più semplice come numero di componenti, come circuito e come montaggio, che il radioamatore possa realizzare, senza compromettere in alcun modo i risultati finali che rimangono quelli classici dei ricevitori medi del commercio, da anni accettati come soddisfacenti

Poichè il nostro letore ha, logicamente, un particolare interesse alla perfetta conoscenza dell'apparecchio che si accinge a costruire, ne analizzeremo in dettaglio lo schema così che si vedranno qui, coordinate nei riferimenti alla pratica applicazione, le nozioni sulla supereterodina apprese alla lezione teorica.

## Lo SCHEMA ELETTRICO

Il numero degli stadi presenti è il minimo consentito per l'attuazione di un circuito supereterodina: si può, anzi, affermare che si ha uno stadio in più (nell'amplificazione a Bassa Frequenza), ma, poichè ciò non comporta l'aggiunta di una valvola, è ovvio che il beneficio di una valvola multipla venga pienamente sfruttato, tanto più che i risultati ottenibili sono assai più completi. Sia la valvola multipla citata (la UCL82, triodo-pentodo), sia le altre valvole multiple adottate, nonchè lo impiego di un raddrizzatore a secco, fanno sì che l'apparecchio comporti solo tre valvole nel senso generico del termine, pur corrispondendo perfettamente al classico 5 valvole in uso qualche anno fa. Il lettore intuirà da ciò che l'abitudine — purtroppo ancora invalsa nel grosso pubblico — di valutare l'importanza e l'efficacia di un ricevitore dal numero di valvole impiegate, è quanto mai errata e inconsistente.

Quasi sempre ad un ricevitore previsto per gli impieghi esaminati nella nostra premessa, è richiesta la sola funzione di ricezione delle emittenti italiane, di giorno, o comunque di emittenti potenti e stabili in modo da non subordinare l'ascolto a condizioni di propagazione o di impianto. Per questo motivo il progetto ha ritenuto sufficiente prevedere la sintonizzazione della sola gamma delle Onde Medie: da qui l'assenza dello apposito « gruppo » includente le molteplici induttanze, ed il relativo commutatore multiplo, che caratterizza gli apparecchi a più gamme d'onda. Dal punto di vista costruttivo questo fatto rappresenta una indubbia semplificazione. Avremo perciò un solo trasformatore d'Alta Frequenza cosiddetto « di entrata », in quanto posto all'entrata del segnale a radiofrequenza, vale a dire connesso all'antenna, ed una sola induttanza predisposta in modo da dar luogo, in unione ad una valvola elettronica, alle oscillazioni « locali ».

Il primario del trasformatore d'entrata o d'aereo induce sul secondario (DX sullo schema) l'energia a radiofrequenza captata dall'antenna, e poichè DX è accordato sulle frequenze di gamma da un condensatore variabile, si effettua quell'azione di preselezione di cui si è detto nella precedente lezione. Il segnale preselezionato viene applicato alla griglia controllo di una valvola, e precisamente al piedino 2 della UCH81.

Per il noto principio della supereterodina, la generazione dell'oscillazione locale deve differire in frequenza nei rispetti del circuito d'entrata di un valore pari a quello della Media Frequenza prescelta. Per questo motivo, l'avvolgimento accoppiato a QB sarà sempre sintonizzato su di una frequenza pari a quella di accordo di DX più quella di Media Frequenza che, nel nostro caso, è di 467 kHz. La variazione delle frequenze di risonanza è effettuata da un condensatore variabile per entrambi i circuiti, e poichè, logicamente, si deve adottare un unico comando, i due condensatori sono riuniti nella stessa struttura (condensatore variabile doppio) ad albero unico. Nel circuito accordato dell'oscillatore, tra il condensatore variabile (che ha la stessa capacità di quello connesso al circuito accordato d'entrata) e l'induttanza, è interposto un condensatore fisso del valore di 340 pF. In conseguenza, la capacità totale in parallelo alla bobina viene ad essere diminuita, da cui l'oscillazione su frequenza più alta, come richiesto. Il condensatore fisso citato è — il lettore l'avrà già notato — il classico « padder » nella sua caratteristica funzione di cui si è detto più volte. La sua azione, però, è tanto più pronunciata quanto più le lamine del variabile vengono inserite (noto effetto derivante dalla formula che dà il valore di due condensatori collegati in serie). A variabile aperto o quasi, l'azione del condensatore in serie non è più sufficiente per differenziare i due circuiti accordati, del valore della Media Frequenza: l'azione precedente viene effettuata allora dai «trimmer» (compensatori in parallelo) la cui variazione eseguita in sede di taratura una volta per sempre, porta ciascun circuito sulla frequenza dovuta. I « trimmer », per semplificazione di procedura, sono due e sono già montati sui rispettivi settori del condensatore variabile impiegato.

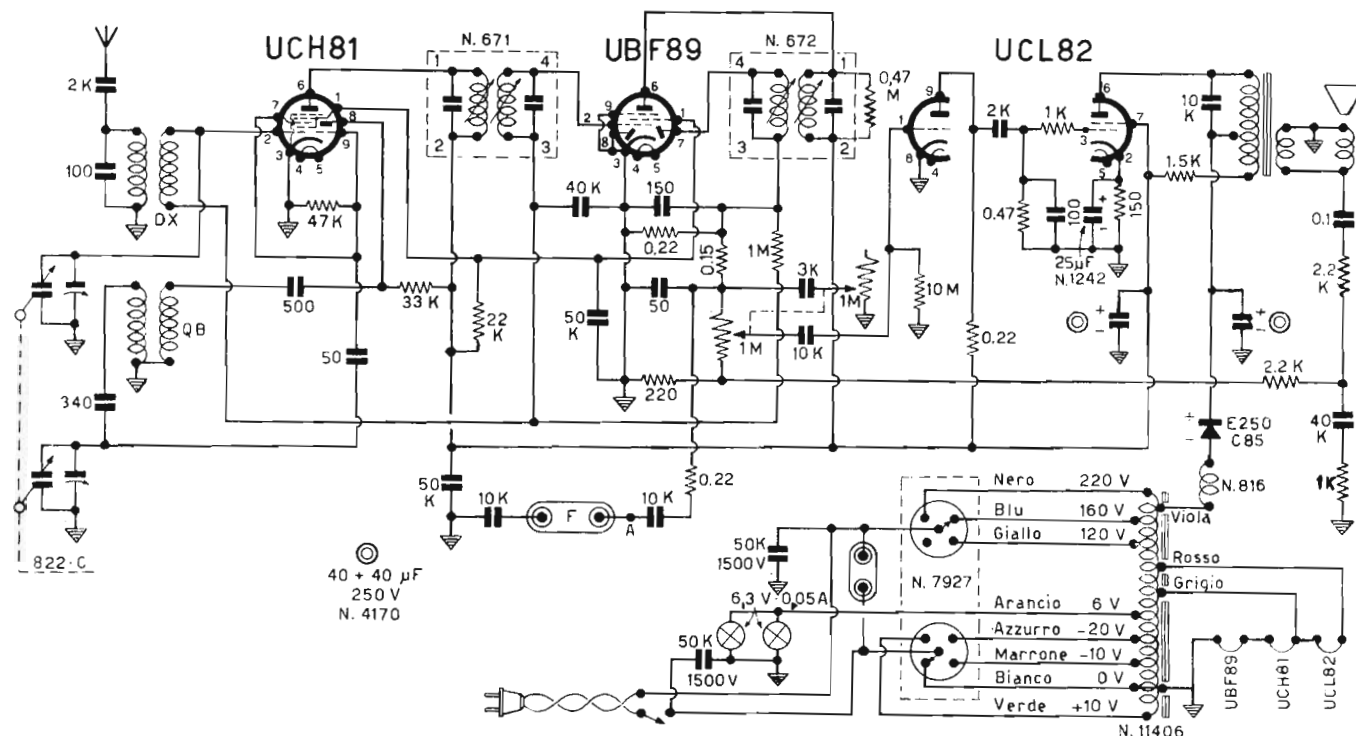
L'oscillazione locale è generata mediante un triodo contenuto nello stesso bulbo della valvola mescolatrice-convertitrice, la UCH81. Questo triodo ha la sua connessione di griglia al piedino N. 9 e quella di placca al piedino N. 8; il catodo (piedino N. 3) è in comune per le due sezioni della valvola. L'induttanza è realizzata in maniera da presentare un accoppiamento tale tra circuito di griglia e circuito di placca per cui si ha sempre l'immediata oscillazione: agli elettrodi, i componenti del circuito sintonizzato sono connessi mediante condensatori in modo da consentire il passaggio delle correnti a radiofrequenza ma evitare quello della corrente continua di alimentazione.

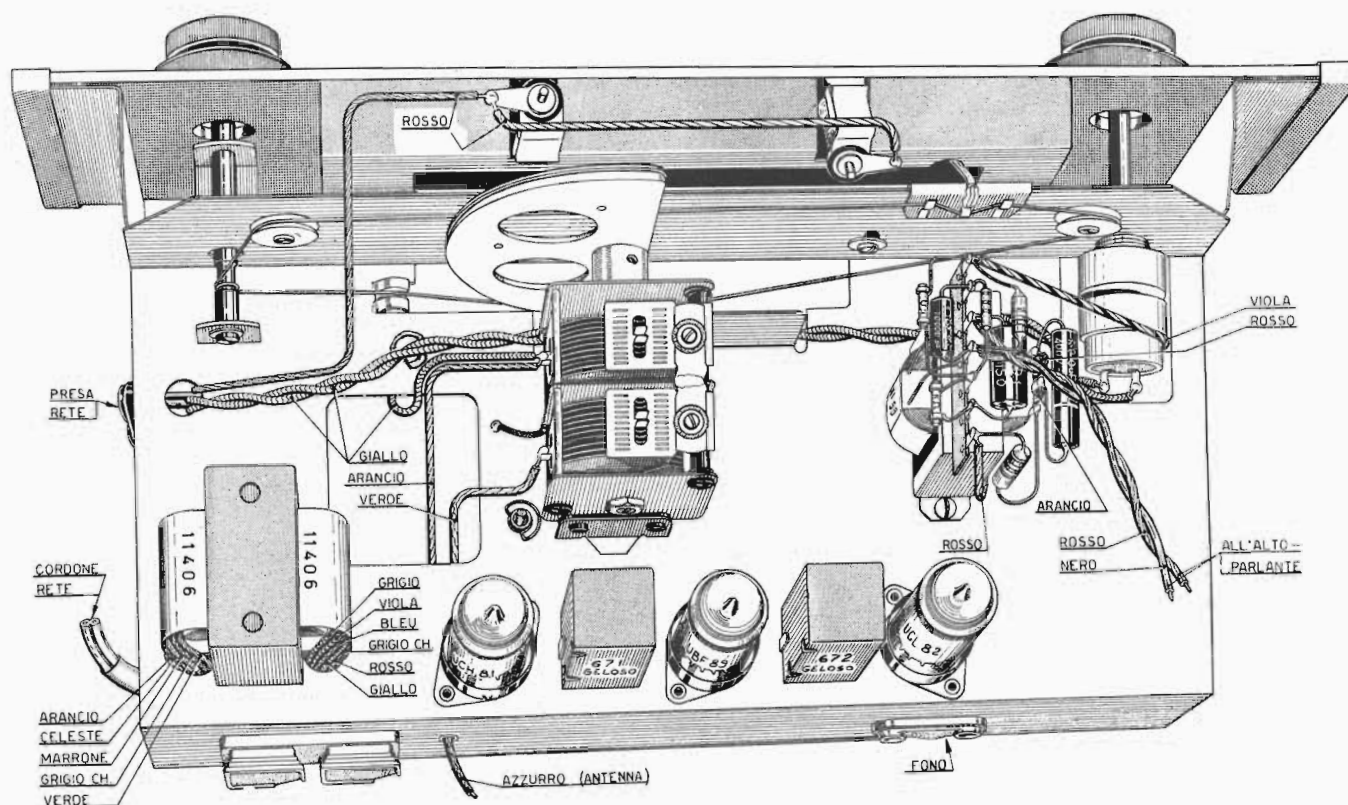
Alla sezione miscelatrice della valvola di conversione di frequenza abbiamo già visto come sia applicato il segnale del circuito d'ingresso (piedino 2): ad essa viene applicato anche il segnale locale, e ciò si effettua tramite il collegamento della griglia dell'oscillatore (piedino 9) con l'apposita griglia del piedino 7. Sul circuito di placca (piedino 6) avremo perciò (opportunamente inserendo un carico, rappresentato dal primario del trasformatore N. 671) la tensione a Media Frequenza.

I diversi elettrodi della UCH81 ricevono le appropriate tensioni continue di funzionamento previste dai dati caratteristici della valvola: così, alla placca della sezione convertitrice perviene una tensione di circa 160 volt, mentre tensioni inferiori sono applicate alla griglia schermo della stessa sezione ed alla placca del triodo oscillatore, inserendo una resistenza di caduta rispettivamente di 22.000 e successivamente 33.000 ohm.

Il segnale indotto sul secondario del trasformatore N. 671, oramai ad una frequenza fissa qualunque sia la posizione di accordo del circuito d'entrata (vale a dire qualunque sia la stazione captata), deve essere amplificato. A ciò provvede una valvola pentodo e precisamente la UBF 89, alla cui griglia controllo (piedino 2) è collegato appunto il lato « caldo » del secondario del primo trasformatore di Media Frequenza. Il segnale amplificato, presente tra l'1 ed il 2 del trasformatore N. 672, è introdotto nel secondario e portato alla placca di un diodo (piedino 7) contenuto nel bulbo stesso della UBF89. Diodo ed elemento pentodo hanno il catodo in comune. Al diodo è affidato il compito della rivelazione, pertanto il secondario del trasformatore N. 672 chiude il suo circuito (attacco N. 3) verso massa con una resistenza di carico di 0,22 MΩ, shuntata da un condensatore da 150 pF. Ai capi di tale resistenza (cioè, tra massa e l'attacco 3) si sviluppa la tensione di segnale rivelato, vale a dire la Bassa Frequenza della modulazione: contemporaneamente si ha disponibile — sempre tra gli stessi punti — una tensione rettificata (proporzionale all'intensità del segnale) che, verso massa, risulta negativa. Questa tensione, previa interposizione di una resistenza di disaccoppiamento e filtro da 1 MΩ, serve a polarizzare opportunamente sia la griglia della UCH81 che la griglia della UBF89: si ha il classico caso del CAV per cui la autoregolazione è funzione del segnale entrante; l'apparecchio praticamente perde assai poco in sensibilità nel riferimento ai segnali più deboli.

La griglia del triodo contenuto nella valvola multipla UCL82 (piedino 1) costituisce l'entrata del circuito amplificatore di B.F. a due stadi: connessa al cursore di un potenziometro può prelevare tutta o parte della tensione di segnale rivelato che a tale potenziometro è applicata tramite una resistenza di disaccoppiamento da 0,15 MΩ. Il potenziometro in questione agisce evidentemente da regolatore di volume. La griglia del triodo è polarizzata col sistema del potenziale di contatto, che sfrutta la tensione creata ai capi di una resistenza di elevato valore (10 Megaohm) per il passaggio di una debole corrente di griglia.

Nello stesso punto del circuito viene attuato il controllo di tono. Il principio di funzionamento è semplice: con un condensatore da 3.000 pF si avvia a massa (più o meno, a seconda della posizione del cursore dell'apposito potenziometro da 1 MΩ) il segnale rivelato; ma, poichè il condensatore citato ha una capacità di valore tale per cui solo le frequenze più alte della gamma possono facilmente essere trasferite suo tramite, la riproduzione sonora finale risulta attenuata solo nei riguar-

**Schema elettrico del ricevitore e, sotto, elenco del materiale necessario. Pur impiegando tre sole valvole, il ricevitore corrisponde perfettamente, nei risultati, al classico apparecchio a 5 valvole di alcuni anni fa. Si noti che in Bassa Frequenza si hanno due stadi: un triodo amplificatore di tensione ed un pentodo finale. La valvola UCH81, data la sua struttura di valvola multipla, è particolarmente efficace nella sua duplice funzione di miscelatrice ed oscillatrice. L'accensione delle valvole segue questo ordine reciproco per quanto riguarda il collegamento dei piedini, a partire dalla UBF89, lato autotrasformatore (massa): 5 - 4; 5 - 4; 4 - 5.**

- 1 Telaio forato e cadmiato completo di accessori N. 18379
- 1 Riflettore per scala parlante N. . . . . . . . . . . . 21114
- 1 Cristallo per scala parlante N. . . . . . . . . 1611/364
- 1 Indice per scala parlante N. . . . . . . . . . . . 21113
- 1 Puleggia completa di funicella N. . . . . . . . . . . . 74853
- 1 Squadretta supporto variabile N. . . . . . . 20924 (dis.)
- 2 Gommini per supporto variabile N. . . . . . . . 77171
- 1 Autotrasformatore di alimentazione N. . . . . 331/11406
- 1 Trasformatore d'uscita N. . . . . . . . . . . . 12695
- 1 Trasformatore di Media Frequenza N. . . . . . . . . 671
- 1 Trasformatore di Media Frequenza N. . . . . . . . . 672
- 1 Condensatore variabile da 2 x 330 pF N. . . . . . 882 - C
- 1 Bobina oscillatore O. Medie QB
- 1 Bobina d'antenna O. Medie DX
- 3 Zoccoli noval N. . . . . . 461
- 1 Potenziometro da 1 MΩ + 1 MΩ con int. L-45 mm N. 8995
- 2 Portalampadine per scala N. . . . . . . . . . . . 1721
- 2 Lampadine per scala 6 V - 0,05 A
- 1 Gommino per scala, 190 mm N. . . . . . . . . . . 74727
- 2 Gommini per cristallo N. . . . . . . . . . . 77192
- 1 Cambio-tensioni, avorio N. . . . . . . . . . . . . 7927
- 2 Manopole colore avorio N. . . . . . . . . . . 74848
- 1 Conduttore d'antenna completo di capocorda . . N. 80153
- 1 Raddrizzatore al selenio N. . . . . . . . . E 220 C 90
- 1 Cordone rete completo di spina . . . . . . . . . . . . . —
- 1 Fermacordone per detto N. . . . . . . . . . . . 20851
- \- Filo per connesioni. m. 1,50
- \- Cavetto schermato a due conduttori, cm. 10 . . . N. 5199
- \- Tubetto sterling, ∅ 1 mm. cm. 10
- \- Filo nudo, ∅ = 0,7 mm. cm. 10
- 6 Occhielli per fissaggio zoccoli
- 2 Viti da 1/8" x 16 N. 4252
- 4 Viti da 1/8" x 6 N. 4274
- 8 Dadi da 1/8 . . . . . N. 4607
- 1 Altoparlante ellitico N. EL1018
- \- Stagno preparato . . . gr. 20
- 1 Presa fono N. 1040 (74225)
- 1 Presa rete . . . . . . . N. 649
- 1 Ancoraggio a 5 posti N. 80075/5
- 1 Ancoraggio a 7 posti N. 80075/7-P
- 1 Ancoraggio a 7 posti N. 80075/7
- 1 Ancoraggio a 10 posti N. 80248
- 1 Impedenza A.F. . . . . N. 816
- 1 Condensatore eelttrolitico 25 μF, 30 V . . . . . . N. 1240
- 1 Condensatore elettrolitico 40 + 40 μF, 250 V . . . . N. 4170
- 2 Condensatori a carta 1500 V 0,05 μF
- 1 Condensatore a carta 1500 V 0,01 μF
- 2 Condensatori a carta 1000 V 0,05 μF
- 2 Condensatori a carta 1500 V 2000 pF
- 1 Condensatore a carta 1000 V 0,01 μF
- 1 Condensatore a carta 1500 V 3000 pF
- 1 Condensatore a carta 150 V 0,1 μF
- 2 Condensatori a carta 150 V 0,04 μF
- 2 Condensatori a carta 150 V 0,01 μF
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 1 MΩ
- 1 Resistenza chimica 1 W 1500 Ω
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 10 MΩ
- 3 Resistenze chimiche 0,5 W 220 kΩ
- 2 Resistenze chimiche 0,5 W 470 kΩ
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 150 kΩ
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 33 kΩ
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 22 kΩ
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 150 kΩ
- 1 Resistenza chimica 0,5 W 1 kΩ
- 2 Resistenze chimiche 1/8 W 2,2 kΩ
- 1 Resistenza chimica 1/8 W 1000 Ω
- 1 Resistenza chimica 1/8 W 47 kΩ
- 1 Resistenza chimica 1/8 W 220 Ω
- 1 Condensatore a mica 5% 500 pF
- 1 Condensatore a mica 2% 340 pF
- 2 Condensatori a mica 5% 100 pF
- 2 Condensatori a mica 5% 50 pF
- 1 Condensatore a mica 5% 150 pF
- 1 Manopola . . . . . N. 74849
- 1 Manopola . . . . . N. 74850
- 1 Valvola . . . . . . . . . . UCL82
- 1 Valvola . . . . . . . . . . UBF89
- 1 Valvola . . . . . . . . . . UCH81

**Lo chassis visto dal lato superiore. Il disegno può interessare in modo particolare per osservare il percorso della funicella della scala parlante, la posizione della squadretta del condensatore variabile, e le numerose parti che sono ancorate alla piastrina fissata sopra al trasformatore d'uscita: da lì si diparte anche il cordone per l'altoparlante**

di dei toni più acuti, il che contribuisce, a volte, ad eliminare fruscìo di fondo, ecc. Allorchè in serie al condensatore rimane inserito l'intero valore resistivo del potenziometro, l'effetto citato è nullo e tutta la gamma di B.F. passa agli stadi di amplificazione.

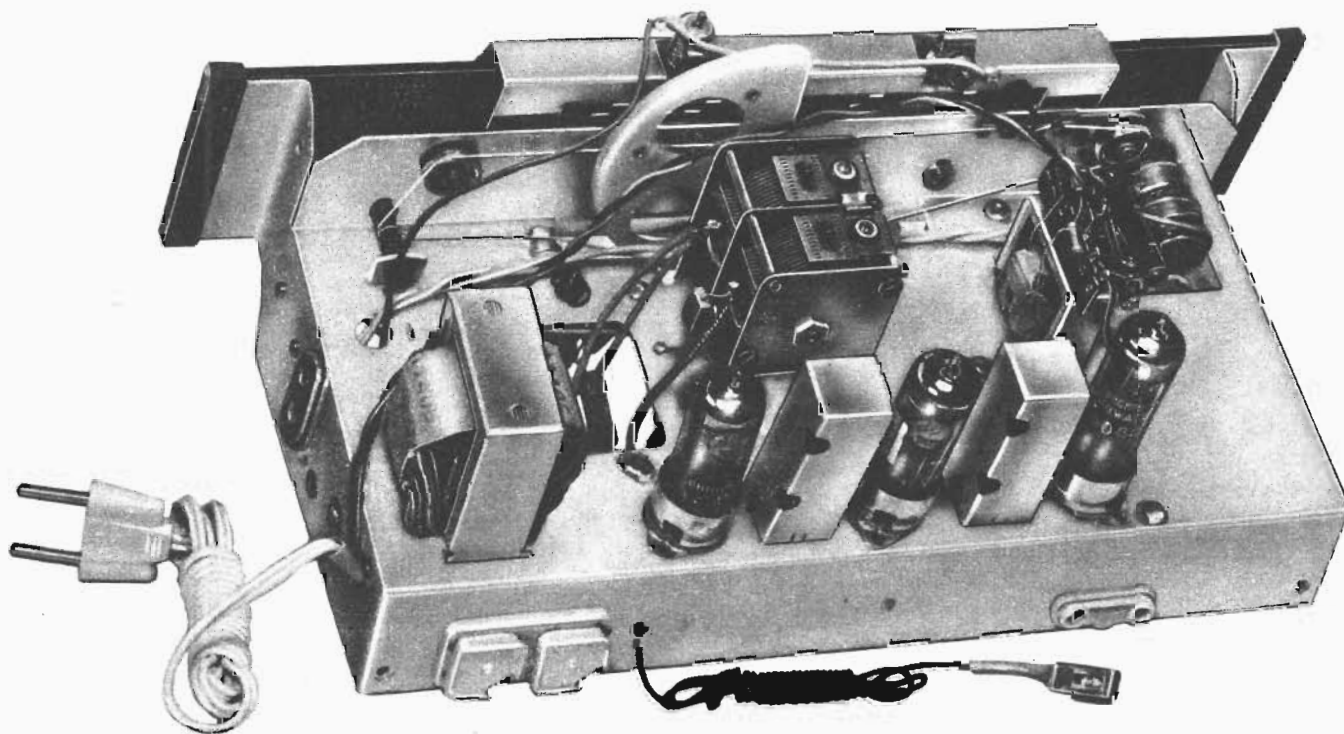
Il triodo contenuto nella UCL82 è in funzione di amplificatore di tensione: dalla sua placca il segnale entra, previa calcolata discriminazione di frequenza a mezzo del condensatore di accoppiamento che è di soli 2.000 pF, alla griglia della sezione pentodo di potenza.

Il carico del pentodo è rappresentato dal trasformatore d'uscita, il cui secondario è a bassa impedenza in quanto deve adeguarsi al valore della bobina mobile dell'altoparlante. La polarizzazione di questa sezione della valvola è ottenuta col sistema della resistenza in serie al catodo; secondo questa disposizione la griglia viene ad essere polarizzata negativamente rispetto al catodo. Come abbiamo visto esaminando i diversi sistemi di polarizzazione (lezione 52ª), in questo caso occorre anche provvedere, affinchè la componente alternata presente ai capi della resistenza catodica venga eliminata: a ciò provvede appunto il condensatore elettrolitico da 25 μF connesso in parallelo.

Non ci rimane che fare un cenno al dispositivo di controreazione che, per l'ottenimento di risultati particolarmente curati dal punto di vista acustico, è stato incluso in modo permanente nel circuito che interessa entrambi gli stadi di amplificazione B.F. Il partitore che si può osservare sullo schema, formato da un condensatore da 0,1 μF, da una resistenza di 2,2 kΩ, da un condensatore da 40.000 pF ed infine da un'altra resistenza di 1000 ohm, fa sì che una parte del segnale esistente ai capi della bobina mobile ritorni, con fase opportuna all'entrata della catena amplificatrice. I valori dei componenti sono stati scelti in maniera da favorire l'amplificazione alle due zone estreme della gamma acustica, in modo che l'effetto finale raggiunto corisponda, come curva di riproduzione, a quella che la pratica ha dimostrato essere la più realistica e gradita.

Diremo in ultimo del circuito di alimentazione e delle sue prerogative. Il lettore noterà, anzitutto, che il cambio-tensioni è costituito da due elementi: si è potuto, grazie alla particolare esecuzione dell'autotrasformatore di alimentazione munito di numerose prese, ottenere, con i due cambio-tensioni, la predisposizione del ricevitore su una qualsiasi tensione di rete tra le seguenti: 100 - 110 - 120 - 130 - 140 - 150 - 160 - 170 - 200 - 210 - 220 - 230 volt. Ciò consente il migliore adattamento in qualsiasi località con compensazioni, in più o in meno, atte a contrapporsi alla deficienza del servizio di distribuzione.

Il raddrizzamento di una semionda si è dimostrato sufficiente grazie all'impiego di elevate capacità di filtraggio ma, sopratutto, per una particolare disposizione di circuito adottata sul primario del trasformatore d'uscita. Una parte dell'avvolgimento è percorsa dalla corrente di placca della UCL82: l'altra sezione è percorsa invece dalla corrente della griglia schermo della stessa valvola e da tutte le restanti correnti anodiche dell'apparecchio. Le correnti citate, per quanto riguarda il residuo di ondulazione in esse presente, si trovano in opposizione di fase e annullano così, reciprocamente, questa loro caratteristica.

In serie al raddrizzatore si osserverà un'induttanza (N. 816). Il compito reale di questo organo non è però di natura induttiva: esso serve semplicemente da fusi-

**La fotografia completa il disegno della pagina a fianco. Sono chiaramente visibili, nei trasformatori di Media Frequenza, i fori necessari per accedere alle viti di taratura: il foro superiore è quello relativo all'avvolgimento primario. E' illustrato anche l'impiego dei gommini di protezione da porsi ai bordi del cristallo della scala parlante.**

bile di protezione nei riguardi del raddrizzatore a secco, nell'ipotesi che un condensatore di filtraggio venga a risultare in cortocircuito. La presenza di un autotrasformatore per l'alimentazione obbliga alla connessione diretta di rete con la massa dell'apparecchio: è opportuno perciò che siano prese precauzioni affinchè l'operatore non possa accedere allo chassis, o comunque venire in contatto con organi ad esso fissati e non isolati, allorchè il ricevitore è collegato alla rete luce.

## IL MONTAGGIO e la MESSA a PUNTO

Lo chassis è particolarmente ampio in considerazione del numero di parti da montare, perciò le relative operazioni risultano facilitate e comode. Il disegno del montaggio e le fotografie riprodotte, nonchè la foratura preventiva del telaio, riteniamo non possano lasciare dubbi circa la dislocazione dei vari componenti.

Alcuni di essi sono fissati con viti a dado e ranelle, altri con piedini o linguette che, introdotte nei rispettivi intagli, saranno poi torte leggermente affinchè la parte risulti saldamente ancorata. Non vi è un ordine da rispettare nel montaggio dei componenti: generalmente si suole fissare il condensatore variabile, i trasformatori (alimentazione e uscita, nel nostro caso), le Medie Frequenze, gli zoccoli per valvola, i potenziometri e le prese, nell'ordine citato. Si predispongano anche le diverse piastrine con pagliette di ancoraggio (devono essere saldate allo chassis nel punto di fissaggio a linguetta), il raddrizzatore, le due bobine ed il cambiotensioni.

Si segua un ordine logico nell'eseguire i collegamenti e si segnino con una matita sullo schema elettrico i tratti mano a mano eseguiti. Si potrà, ad esempio, iniziare con la posa dei conduttori relativi all'accensione delle valvole: poi, si sistemeranno i numerosi conduttori del trasformatore di alimentazione. Indi, si potrà seguire lo schema, dal collegamento d'antenna in avanti: bobine con relativa valvola, trasformatori di M.F. e valvole, rivelatore con potenziometri di volume e tono, ed infine, stadio d'uscita e alimentazione anodica. Quello citato non è che un suggerimento, perchè, ripetiamo non vi sono punti critici nei quali un collegamento debba essere eseguito prima di un altro: ciò che raccomandiamo è un accurato ed attento controllo affinchè non vi siano errori e dimenticanze.

Gli zoccoli delle valvole saranno rivettati se si ha la possibilità di eseguire questo sistema di fissaggio, altrimenti saranno fissati con viti a dado: occorre prestare attenzione al loro orientamento con riferimento al numero impresso vicino ai piedini (si veda il piano di montaggio) prima di collocarli.

I punti di « massa » sono facilmente individuabili e vanno rispettati, nel senso che a ciascun punto devono ancorarsi tutti i componenti previsti.

Il trasformatore d'uscita è montato sullo chassis e precisamente sul piano superiore, come si può vedere dalle illustrazioni; su di esso sono ancorati diversi componenti a mezzo di una piastrina a sette linguette. La piastrina, col suo piedino di centro (unito alla corrispondente linguetta) viene saldata sulla fascetta (vale a dire sulla sommità) del trasformatore che costituisce un punto di massa. Alla piastrina sono ancorati: i due condensatori ( 0,1 μF e 40.000 pF) inerenti la controreazione, le tre resistenze dello stesso circuito (due da 2.200 ed una da 1000 ohm) ed infine anche la resisten-

Disposizioni delle parti all'interno dello chassis e collegamenti relativi. A sinistra si nota il potenziometro doppio, del volume e del tono, al quale è abbinato l'interruttore generale di alimentazione. Come è detto nel testo, molte indicazioni relative ai colori dei conduttori servono semplicemente di orientamento onde agevolare l'identificazione dello stesso filo in diversi punti del telaio: altre sono invece corrispondenti ai conduttori disponibili. Si possono identificare con facilità i diversi punti di « massa » nonchè tutti i componenti e, in particolare, l'utilizzazione delle piastrine di ancoraggio alle singole linguette. Il disegno è utile anche per rilevare l'orientamento da dare agli zoccoli per valvola, prima del loro fissaggio, la posizione delle due induttanze, del raddrizzatore, ecc. Lo chassis — in lamiera di ferro cadmiata — viene fornito con diversi accessori meccanici di montaggio e, naturalmente, è preventivamente forato: ciò rende molto facile il collocamento delle diverse parti. Lo chassis vero e proprio (senza cioè, la scala parlante) misura cm 29 di lunghezza, cm 12 di profondità e cm 4 di altezza. Nel mobile, l'altoparlante trova posto al di sopra dello chassis, in posizione centrale.

**Anche in questo caso la fotografia aiuta ad individuare le parti riprodotte nel disegno costruttivo della pagina di fianco. Riteniamo che con l'ausilio, sia di queste che delle precedenti illustrazioni, risulti molto facile effettuare il montaggio.**

za da 220 ohm che nello schema elettrico figura vicino al potenziometro regolatore di volume. Fanno capo alla piatrsina, inoltre, il condensatore da 10.000 pF che è in parallelo ad una parte di avvolgimento primario del trasformatore d'uscita e la resistenza da 1.500 ohm (1 watt) che risultá in serie all'alimentazione anodica di tutto l'apparecchio, ad eccezione della placca del pentodo UCL82.

I nostri disegni riportano diverse indicazioni di colori riferiti ai collegamenti: mentre per alcuni il colore corrisponde realmente ai fili disponibili (come ad esempio, per l'autotrasformatore di alimentazione: si veda anche lo schema elettrico), in altri casi l'indicazione è puramente orientativa e serve ad individuare il percorso compiuto dal conduttore, specialmente allorchè esso si trova in parte sotto e in parte sopra allo chassis.

Per il fissaggio del condensatore variabile si utilizzerà una apposita squadretta: ad essa è opposto, in funzione di altra squadretta di supporto, un piccolo settore della lamiera stessa del telaio, ripiegato in alto. Nel montaggio, su entrambi i lati si interporranno i due particolari gommini. Il montaggio, reso in tal modo elastico, risulterà antimicrofonico. E', quello della microfonicità, un fenomeno al quale non abbiamo ancora accennato: in questa sede ci basterà dire che, se le lamine del condensatore variabile (sezione dell'oscillatore) potessero, in seguito agli impulsi sonori dell'altoparlante, facilmente vibrare, ne nascerebbe una modulazione che, a sua volta amplificata, aumenterebbe progressivamente l'inconveniente sì da dar luogo ad un continuo fischio, o per meglio dire al cosiddetto « urlo » microfonico.

Per ciò che riguarda la scala parlante, si disporrà la puleggia grande a semicerchio, sull'albero del variabile, in modo che, guardando l'apparecchio frontalmente, tutto il settore rimanga a destra (così come si vede nel disegno riproducente lo chassis dal di sopra): in tale posizione la puleggia potrà essere fissata all'albero a mezzo delle apposite viti, avendo cura di far sì che le lamine mobili risultino completamente estratte. Ciò equivale logicamente, alla sintonizzazione sul punto corrispondente all'onda più corta della gamma ricevibile, vale a dire l'estremo a sinistra, (sempre guardando frontalmente) della scala. Si potrà quindi fissare sulla funicella l'indice della scala dopo aver messo in opera la funicella stessa: il suo percorso è intuitivo se si osservano le due piccole pulegge laterali tra le quali superiormente la funicella deve rimanere tesa in senso orizzontale, e si ha presente che sull'albero di comando, nella apposita gola, deve compiere un intero giro avviandosi poi sul rialzo a scanalatura praticato appositamente sullo chassis per scendere ad incontare la gola della puleggia grande. Si controllerà che l'indice si sposti regolarmente tra i due estremi, trasportato dalla funicella, e che alle sue estreme posizioni corrispondano le estreme posizioni della rotazione del variabile. Come ultima operazione si collocheranno il cristallo ed i bottoni di comando.

L'apparecchio è dotato di due prese: una per l'entrata « fono » ed una per un eventuale prelievo della tensione di rete, subordinato sempre all'interruttore generale L'impiego della prima presa è ben noto: ad essa può essere avviato un qualsiasi segnale esterno di Bassa

Frequenza (proveniente da « pick-up » fonografico, da registratore magnetico o da microfono, ad esempio) onde ottenerne l'amplificazione e la riproduzione. Si tenga presente che dal lato « freddo » la presa non è connessa a massa direttamente, bensì tramite un condensatore da 10.000 pF: ciò impedisce che sul conduttore esterno all'apparecchio si inoltri un collegamento diretto con la rete che, come abbiamo già fatto osservare è in contatto con lo chassis.

L'altra presa (posta lateralmente sullo chassis) risulterà comoda per l'allacciamento di alimentazione delle stesse apparecchiature collegate alla presa « fono » (giradischi, registratore, ecc.).

A collegamenti terminati è consigliabile un primo controllo a mezzo di un ohmetro: con esso sarà facile accertarsi, anzitutto, che il lato positivo dell'alimentazione anodica non presenti cortocircuiti verso massa. Successivamente, si verificherà l'apparecchio sotto tensione e si controlleranno le tensioni ai diversi elettrodi delle valvole, che dovranno corrispondere a quanto è riportato nella seguente tabellina:

| VALV. | FUNZIONE | Piedini zoccolo | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| | | | | | c.a. | c.a. | | | | |
| UCH81 | convertitrice | 56 | NM | 0 | 39 | 58 | 152 | -10 | 45 | -10 |
| UBF89 | amplif. M.F. | 56 | 0 | 0 | 20 | 0 | 152 | NM | 0 | 0 |
| UCL82 | rivelat. e B.F. | NM | 11,2 | NM | 58 | 108 | 192 | 184 | 0 | 64 |

Le misure sono state effettuate con un voltmetro a valvola: è ammessa una tolleranza del 10% sui valori indicati, ed è possibile utilizzare anche un voltmetro ad alta resistenza interna. L'indicazione « NM » significa « non misurare ». Si tenga presente che le tensioni sui filamenti sono in alternata e che i piedini 4 e 5 di ogni valvola si intendono nell'ordine di numerazione nella catena di collegamento in serie, citato nella didascalia che è riportata con lo schema elettrico.

Ora dovremmo occuparci della taratura, vale a dire di questa serie di operazioni mediante le quali il ricevitore, con opportuni ritocchi ai diversi circuiti risonanti, viene predisposto per il suo più alto rendimento. Dobbiamo a questo proposito, distinguere tra il lettore che con il presente montaggio si è accinto per la prima volta alla costruzione di una supereterodina ed il lettore che non è più alle prime armi. Nel primo caso risulta più che opportuna una dettagliata esposizione della procedura, accompagnata, ovviamente — dati gli intenti dei nostri testi — da un esame dei problemi che questa importante fase finale della realizzazione comporta. Per questo motivo abbiamo preferito dedicare alla taratura delle supereterodine in genere, un'intera lezione. Le note che seguono, quindi, serviranno principalmente a chi già conosce la tecnica relativa, pur risultando, ben inteso, valide anche per loro che nella futura lezione troveranno risposta ad eventuali dubbi in merito.

Va subito detto che, grazie alla taratura preventiva che le bobine ed i trasformatori di Media Frequenza ricevono già presso la fabbrica, la taratura totale del ricevitore si riduce più che altro ad una correzione dei valori, necessaria in quanto la posa dei fili di collegamento si traduce in una leggera alterazione dei valori capacitivi, variabili da montaggio a montaggio. Stante quanto sopra, si verifica che una sufficiente taratura può essere eseguita anche senza l'ausilio dell'apposito generatore di segnali, basandosi solo sulle diverse stazioni emittenti di cui è possibile conoscere la lunghezza d'onda.

Una taratura migliore, completa, e assai più rapida, si effettua, naturalmente, servendosi — nella maniera che, per chi è pratico, può dirsi abituale — dell'oscillatore modulato, e del voltmetro per corrente alternata in lettura della tensione d'uscita del segnale.

Predisponendo l'oscillatore modulato in modo che generi una frequenza di 467 kHz ci si occuperà per prima cosa di portare i circuiti di Media Frequenza al loro rendimento massimo. Si collegherà il cavetto schermato d'uscita dell'oscillatore alla griglia della valvola UCH81 (piedino 2), avendo cura di ruotare il condensatore variabile in maniera che presenti tutte le armature incluse. Si interponga un condensatore da 1.000 pF tra la griglia ed il conduttore recante il segnale, e un altro condensatore, da 10.000 pF, tra la massa (chassis del ricevitore) e la calza schermante del cavetto d'uscita dell'oscillatore modulato. Il segnale proveniente da quest'ultimo dovrà essere piuttosto elevato, specialmente se nell'altoparlante non si udrà ancora la nota della modulazione.

Si tarerà per primo, il secondario del trasformatore di Media Frequenza 672, poi il primario, indi il secondario del trasformatore 671 e poi ancora, il relativo primario. La giusta posizione dei nuclei di questi trasformatori è quella che coincide, come è logico, con la massima uscita segnata dal voltmetro di controllo posto ai capi della bobina mobile. Durante queste operazioni l'intensità del segnale del generatore sarà gradualmente ridotta.

Tarati i trasformatori di Media Frequenza si passerà alla taratura delle induttanze di Alta Frequenza. A tal uopo, l'oscillatore modulato dovrà essere predisposto per la generazione di un segnale di 600 kHz (500 m), e il suo allacciamento con l'apparechio sarà spostato sull'entrata di antenna, sempre lasciando il condensatore da 10.000 pF sul lato massa del cavetto e sostituendo l'altro con uno da 200 pF.

Si porterà l'indice della scala sull'indicazione 600 kHz, e si agirà sul nucleo di *QB* (comandato dall'apposita vite sporgente al di sopra dello chassis) sino ad ottenere la piena corrispondenza. L'indice sarà poi spostato su 1.600 kHz: l'oscillatore modulato genererà tale frequenza, e sarà cercata anche in questo caso la corrispondenza, ma agendo sul compensatore del variabile (sezione più lontana della scala).

Successivamente si tornerà alla generazione di 600 kHz ed alla sua sintonizzazione: si tarerà allora non più la bobina dell'oscillatore locale, ma quella di *DX*, per la massima uscita. Cambiando ancora frequenza del generatore ed accordo del ricevitore, ci si riporterà su 1.600 kHz e si tarerà per la massima uscita agendo sul compensatore del condensatore del circuito d'entrata.

Eventualmente, si ripeta tutto il ciclo delle citate operazioni per una messa a punto scrupolosa.

## DOMANDE sulle LEZIONI 70ª e 71ª

N. 1 —
Quale è il maggior vantaggio della supereterodina, nei confronti del ricevitore a stadi accordati?
N. 2 —
Quante e quali sono le frequenze presenti all'uscita di un convertitore?
N. 3 —
Cosa si intende per « interferenza di immagine »?
N. 4 —
Quali sono i fattori che determinano la scelta del valore della M.F.?
N. 5 —
Quale è la frequenza in corrispondenza della quale si verifica l'interferenza d'immagine, se il segnale ricevuto è di 760 kHz, e la M.F. è di 455 kHz?
N. 6 —
Quale è il compito del « padder » nell'oscillatore?
N. 7 —
In un eptodo convertitore, come avviene l'accoppiamento tra il segnale di ingresso e quello dell'oscillatore?
N. 8 —
Nelle supereterodine adatte alla ricezione di frequenze molto elevate, per quale motivo si preferisce un oscillatore separato ed uno stadio mescolatore?
N. 9 —
Cosa si intende per guadagno di conversione?
N. 10 —
Per quale motivo, in un ricevitore supereterodina, si preferisce il sistema di rivelazione a diodo?
N. 11 —
In che cosa differisce il circuito C.A.V. normale dal circuito C.A.V. ritardato?
N. 12 —
Quali e quanti sono gli stadi indispensabili in una supereterodina? Quali sono quelli facoltativi?
N. 13 —
Per quale motivo lo stadio rivelatore consta in molti casi di un doppio diodo e non di un diodo solo?
N. 14 —
Per quale motivo si preferisce far funzionare lo stadio oscillatore su una frequenza maggiore di quella del segnale in arrivo?
N. 15 —
Per quale motivo, aumentando il valore della Media Frequenza, diminuisce la probabilità che si manifesti l'interferenza di immagine?
N. 16 —
Nel ricevitore descritto alla lezione 71ª, quale è il compito dei due condensatori da 10.000 pF presenti in serie ai contatti della presa « fono »?
N. 17 —
Quale è il compito del condensatore presente in parallelo alla resistenza di catodo della valvola finale UCL82?
N. 18 —
Per quale motivo il trasformatore d'uscita è munito di una presa intermedia?

## RISPOSTE alle DOMANDE di Pag. 545

N. 1 — I trasmettitori, ed i generatori di segnali. I primi per le radiocomunicazioni, ed i secondi per la riparazione e la messa a punto delle apparecchiature.
N. 2 — Le capacità e le induttanze presenti nei circuiti di placca e di griglia.
N. 3 — La reazione induttiva, e la reazione capacitiva.
N. 4 — Nella reazione induttiva, una parte dell'energia del circuito di placca viene retrocessa al circuito di griglia mediante un accoppiamento a trasformatore. Nel secondo caso l'accoppiamento è capacitivo.
N. 5 — Due: la misura della corrente di griglia, e la misura della tensione presente ai capi della resistenza di griglia.
N. 6 — Per far sì che esso produca oscillazioni senza necessità di una perturbazione esterna, e sia stabile nel funzionamento.
N. 7 — La frequenza delle oscillazioni è di 159 kHz.
N. 8 — Affinchè, per la corrente continua, esista la possibilità di scorrere tra la griglia ed il catodo, e tra il catodo e la placca.
N. 9 — Attraverso la capacità interelettrodica presente tra la placca e la griglia internamente alla valvola stessa.
N. 10 — Perchè — in tal caso — il carico del circuito oscillante di placca rimane isolato dalla sezione oscillatrice propriamente detta, ad opera della griglia schermo. Qust'ultima infatti compie la funzione di anodo, e non fa parte del circuito al quale viene applicato il carico stesso.
N. 11 — L'attitudine, da parte di certe sostanze, ad emettere impulsi elettrici allorchè vengono sollecitate, ed a vibrare se sottoposte ad impulsi elettrici.
N. 12 — Maggiore di quella caratteristica del cristallo.
N. 13 — L'induttanza e la capacità presenti nei circuiti di placca e di griglia, o le resistenze e le capacità se si tratta di un circuito del tipo RC.
N. 14 — Le resistenze e le capacità mediante le quali vengano effettuati gli accoppiamenti tra i due stadi che costituiscono l'oscillatore.
N. 15 — La lampadina, o il termistore, esercitano una azione di stabilizzazione del segnale, grazie alla variazione di resistenza corrispondente alle eventuali variazioni del segnale stesso.
N. 16 — Perchè ciascuna determina uno sfasamento di 60°, e lo sfasamento totale necessario ammonta a 180°.
N. 17 — Quello di limitare notevolmente il coefficiente di amplificazione, riducendolo tanto quanto basta per mantenere appena le oscillazioni prodotte. La perdita di amplificazione va però a tutto vantaggio della purezza del segnale, e della linearità di ampiezza col variare della frequenza.
N. 18 — La fondamentale è la frequenza effettiva prodotta dall'oscillatore. L'armonica è una frequenza multipla della fondamentale, corrispondente al doppio, al triplo, al quadruplo, ecc., a seconda che si tratti rispettivamente della seconda, terza, quarta armonica, e così via.

Nelle lezioni 34ª e 35ª, abbiamo appreso la teoria relativa al funzionamento dei filtri composti da induttanza, capacità e resistenza. Troveremo sempre più frequente l'impiego dei filtri di attenuazione nella materia che sarà oggetto delle lezioni future. Tali filtri si dividono in tre categorie principali: filtri **passa-banda,** aventi caratteristiche tali da consentire il passaggio di una certa gamma di frequenze senza attenuazione apprezzabile, e di attenuare invece tutte le altre frequenze ad essa estranee; filtri **passa-alto,** destinati ad attenuare tutte le frequenze il cui valore è inferiore ad un certo limite, lasciando passare indisturbate le frequenze superiori al limite stesso; infine, i filtri **passa-basso,** destinati ad attenuare le frequenze superiori ad un certo limite, lasciando passare indisturbate le frequenze inferiori.

Un caso tipico dell'uso di tali filtri verrà appreso allorchè ci occuperemo dei ricevitori a modulazione di frequenza, nei quali essi sono di impiego comune, oppure in determinati strumenti di misura, come ad esempio gli oscillografi a raggi catodici.

Il calcolo di questi filtri è relativamente complesso, tuttavia la tebellá 69 qui riportata sotto il titolo di « Calcolo di filtri attenuatori », consentirà un calcolo abbastanza esatto e rapido, mediante l'impiego delle formule riportate sotto agli schemi riferiti ai vari casi.

Come abbiamo visto, i tipi principali sono i filtri a « T », ed i filtri a « π ». Tutti i filtri elencati nella tabella cui ci riferiamo sono del tipo non bilanciato, aventi cioè un lato a massa. Per trasformarli in filtri bilanciati, per l'impiego — ad esempio — nell'accoppiamento alle due griglie di uno stadio di amplificazione finale in controfase, è tuttavia sufficiente dividere in due il valore della camponente reattiva in serie, distribuendolo simmetricamente in parti eguali nei due lati del circuito.

In ogni filtro bipolare, (ossia a due linee, di cui una di andata e una di ritorno), si hanno sempre — in ultima analisi — due valori di impedenza risultante, di cui uno in serie all'intero circuito (che chiameremo $Z_1$), ed uno in parallelo ($Z_2$). Quando le caratteristiche del filtro sono tali che il prodotto tra questi due valori è indipendente dalla frequenza, si ha che:

$$\sqrt{Z_1 \times Z_2} = \text{« k »}$$

In tal caso la cellula filtrante viene denominata **a k costante,** in quanto il valore di «k» è — ripetiamo — indipendente dalla frequenza del segnale circolante. I filtri di questo tipo sono di uso più comune, tuttavia, quando l'attenuazione richiesta è più critica, o comunque maggiore, è possibile aggiungere al circuito fondamentale altri componenti, ossia altre capacità ed induttanze, sia nel ramo in serie che in quello in parallelo. Si ottiene così la cellula definita col nome di **derivata a m.** Tali filtri consentono una attenuazione infinita per frequenze che superano — oltre un certo limite — la frequenza di taglio, rappresentata dal simbolo $f_c$.

Il fattore $m$ è riferito al rapporto tra la frequenza di taglio (quella cioè in corrispondenza della quale comincia a manifestarsi l'attenuazione), ed il valore di frequenza per la quale l'attenuazione è massima

Nel normale impiego delle cellule ad $m$, tale fattore può essere — generalmente — pari a 0,6 circa. In tal caso, il valore di $f$ sarà pari a 1,25 volte la frequenza di taglio per i filtri passa-basso, ed a 0,8 volte la frequenza di taglio per i filtri passa-alto.

$R$ rappresenta la resistenza ohmica del carico applicato. Il simbolo $f_1$ rappresenta la frequenza di taglio inferiore, ed $f_2$ la frequenza di taglio superiore. Le unità e di misura di induttanza $L$, di capacità $C$, di resistenza $R$ e di frequenza $f$, devono essere considerate, rispettivamente, in henry, in farad, in ohm, e in hertz.

Nei filtri contenenti più di una induttanza, è importante che non si verifichino accoppiamenti induttivi tra le induttanze stesse. A tale scopo, ciascuna di esse deve essere opportunamente schermata, e collocata a distanza adeguata.

Supponiamo — ad esempio — di dover calcolare un filtro passa-alto a « $T$ », a « k » costante, tale da eliminare le frequenze inferiori a 1000 Hz e da consentire invece il passaggio delle frequenze superiori. Supponiamo inoltre che la resistenza interna del carico sia pari a 100.000 ohm. In tal caso abbiamo:

$R = 100.000$

$f_c = 1.000$

Dalla tabella apprendiamo che, per questo tipo di filtro,

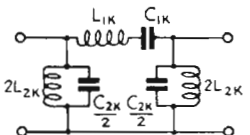
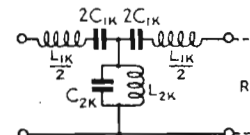
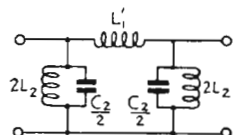
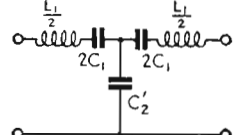
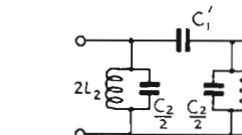
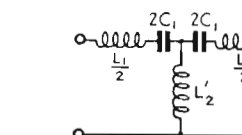
$$L = \frac{R}{4 \pi f_c} \quad \text{e} \quad C = \frac{1}{4 \pi f_c R}$$

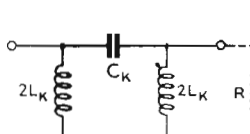
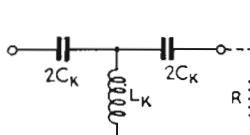
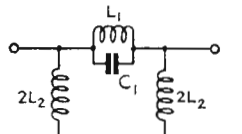
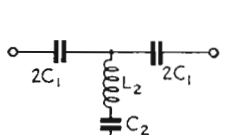
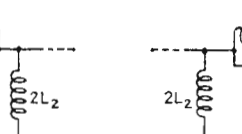
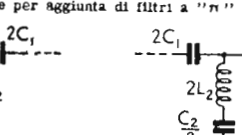
Il simbolo « k » presente al piede delle lettere $C$ ed $L$ nelle formule, significa soltanto che si tratta appunto di filtri a « k » costante.

Sostituendo in entrambe i valori noti si otterranno:

$$L = \frac{100.000}{12.560} \qquad C = \frac{1}{1.256.000.000}$$

da cui:

$L = 7{,}87$ henry $\qquad C = 0.000000000787$ farad $= 0{,}00087\ \mu F$

Osservando lo schema del filtro, ed i simboli riportati accanto ai singoli componenti, avremo due condensatori in serie tra loro, aventi ciascuno una capacità di $2 \times 0{,}000787 = 0{,}001574$ (ossia 1574 pF): tra di essi e la massa verrà inserita una induttanza avvolta su nucleo di ferro (dato l'alto valore) di 7.87 henry.

Come abbiamo visto a suo tempo, quando ci siamo occupati nei circuiti di alimentazione, la corrente rettificata pulsante, proveniente dal circuito di rettificazione, viene livellata mediante filtri. Abbiamo anche visto che tali filtri possono essere del tipo $RC$ (ossia resistenza capacità), e del tipo $LC$ (ossia a induttanza e capacità).

I filtri si suddividono — a loro volta — in due categorie: filtri ad **ingresso capacitivo,** nei quali la tensione viene applicata direttamente ai capi del primo condensatore di filtro, come in **figura 1**, e filtri ad **ingresso induttivo,** (o resistivo nei quali detta tensione viene applicata ai capi del primo condensatore attraverso una induttanza (o resistenza) come illustrato in **figura 2.**

Sappiamo anche che la corrente pulsante non può essere considerata continua, in quanto sono presenti in essa semionde, la cui frequenza è eguale a quella della corrente alternata originale se la rettificazione avviene su una sola semionda, e doppia se invece entrambe le semionde vengono rettificate. Dal momento che la frequenza della tensione rete in tutta l'Italia può essere oramai considerata unificata al valore di 50 Hz, la fre-

FILTRI
Passa banda

FILTRI
Passa alto

FILTRI
Passa basso

**TABELLA 70 - PERCENTUALE RESIDUA di RONZIO in FUNZIONE della RESISTENZA di CARICO, per FREQUENZA di 50 Hz.**

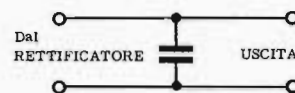



**Fig. 1 - Il filtro più semplice consiste nella applicazione di una capacità in parallelo alla uscita. L'esempio riportato sul grafico è riferito al caso di una resistenza di carico di 3.600 ohm, di un condensaotre elettrolitico da 50 µF, e di una frequenza di 50 Hz. Con tali valori la percentuale di ronzio ammonta al 2,3%.**

quenza delle ondulazioni della corrente pulsante che ci interessa è — rispettivamente — di 50 o di 100 Hz.

All'uscita del rettificatore, per ottenere una corrente il più possibile paragonabile alla corrente continua, dobbiamo applicare un filtro. I componenti di tale filtro possono essere calcolati con sufficiente approssimazione mediante l'uso dei grafici che qui pubblichiamo.

Consideriamo, innanzitutto, il caso più semplice, quelcioè di una semplice capacità applicata in parallelo all'uscita: ad esso sono riferiti i grafici delle due tabelle 70 e 71, nei quali notiamo che, sull'asse orizzontale, è riportato il valore della resistenza interna del carico applicato. Tale valore è facilmente calcolabile dividendo la tensione disponibile per l'intensità della corrente assorbita dal carico stesso. Sull'asse verticale, è invece riportata la percentuale residua di ronzio in seguito all'applicazione di un condensatore di data capacità.

Il primo di tali grafici (tabella 70), è riferito al caso della rettificazione di una sola semionda, quando cioè la frequenza della componente alternata è di 50 Hz; il secondo (tabella 71) è invece riferito alla rettificazione di due semionde, ossia allorchè la frequenza è di 100 Hz.

In questa serie di grafici, per facilitare la distinzione, le rette di riferimento relative alla frequenza di 50 Hz sono tratteggiate, quelle relative alla frequenza di 100 Hz sono invece in tratto continuo.

Se disponiamo di una tensione d'uscita pulsante pari a 250 volt (ad esempio), ed ai capi di detta tensione, misurando con un voltmetro per corrente alternata ad alta resistenza interna, applicato in serie ad un condensatore di capacità adeguata, leggiamo il valore della residua componente alternata corrispondente a 2.5 volt, possiamo affermare che detta componente alternata o percentuale di ronzio, ammonta esattamente all'1%,

Per conoscere, mediante il grafico, la percentuale di ronzio residua in seguito all'applicazione di una capacità di valore noto, non dobbiamo fare altro che innalzare una perpendicolare avente inizio nel punto della scala orizzontale corrispondente al valore della resistenza del carico, fino ad incontrare una delle rette inclinate presenti sul grafico, corrispondenti a diversi valori di capacità.

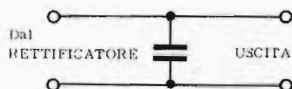
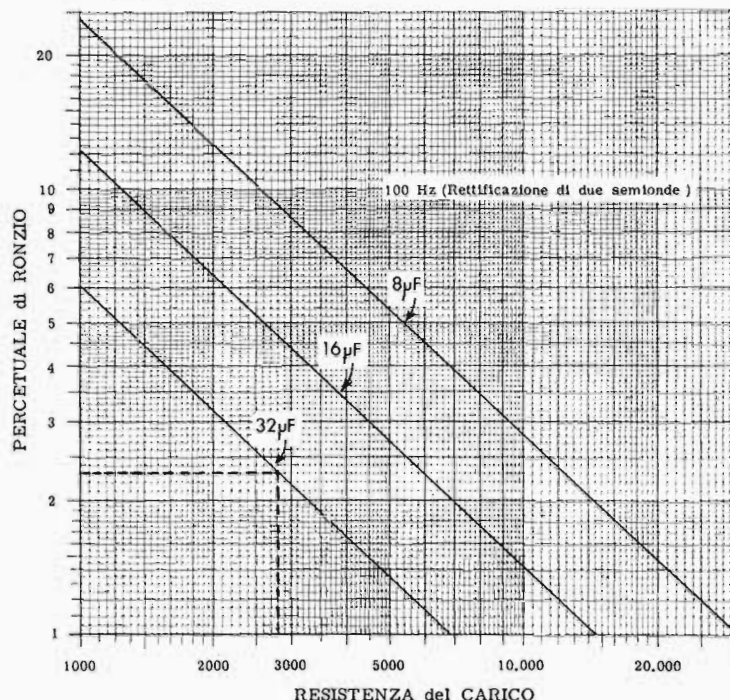
Dal punto di intersezione tra la perpendicolare seguita e la retta corrispondente alla capacità, tracciamo una retta orizzontale verso sinistra, fino ad incontrare la scala verticale. Su questa scala possiamo leggere direttamente la percentuale residua di ronzio.

Come si nota, le rette riportate sui grafici sono riferite a quattro valori di capacità nel primo, ed a tre valori nel secondo, considerati come valori di più corrente impiego. Ovviamente, per altri valori intermedi di capacità è possibile l'interpolazione.

Supponiamo — ad esempio — di avere una tensione pulsante di 300 volt ai capi di un carico di 10.000 ohm. Se la frequenza delle ondulazioni è di 100 Hz, (tabella 71) la percentuale della componente alternata, con capacità di 8 µF, si riduce approssimativamente al 2,8%. Ciò significa che la tensione pulsante può essere considerata ora una tensione continua di 300 volt, con una componente alternata (ronzio) di ampiezza pari a circa 8,6 volt. Analogamente, se raddoppiamo la capacità — ossia se ne applichiamo una da 16 µF — detta percentuale si riduce pressochè all'1,4% (ossia ad un ronzio di 4,3 volt circa).

Affinchè la percentuale di ronzio (che non può mai raggungere il valore zero) diventi tollerabile, ossia non dia all'uscita dell'apparecchio alimentato un ronzio apprezzabile, è necessaria una ulteriore riduzione, che deve essere tanto maggiore quanto più elevata è la classe dell'apparechiatura stessa. Tale ulteriore riduzione può essere conseguita soltanto mediante l'aggiunta di altri componenti al filtro, come ad esempio una induttanza in serie ed una seconda capacità in parallelo.

Per il calcolo dei componenti $L$ e $C$ da aggiungere al

**TABELLA 71 - PERCENTUALE RESIDUA di RONZIO in FUNZIONE della RESISTENZA di CARICO, per FREQUENZA di 100 Hz**

**Se la frequenza della componente alternata è di 100 Hz, l'efficacia della capacità connessa in parallelo è maggiore. Infatti, come si nota osservando l'esempio riportato, con una resistenza di carico pari a 2.800 ohm, ed una capacità di 32 μF, la percentuale di ronzio ammonta al 2,3%.**

filtro, si fa uso del grafico della tabella 72. In esso notiamo che, sull'asse orizzontale, è riportato il prodotto $L \times C$, ossia dall'induttanza espressa in **henry**, e della capacità espressa in **microfarad**. Questo grafico ha due rette di riferimento, di cui una a tratto continuo (due semionde), ed una tratteggiata (una semionda).

Supponiamo che nell'esempio precedente, si desideri ridurre ulteriormente la percentuale di ronzio, fino a portarla al valore 0,6% (pari cioè a 1,8 volt su 300). In tal caso, riferendoci al risultato ottenuto con una capacità di 8 μF, il fattore di riduzione della precentuale di ronzio sarà pari a 0,6:2,8 = 0,214 circa. Se individuiamo tale valore sull'asse verticale del grafico, e tracciamo dal punto corrispondente una retta verso destra, incon-

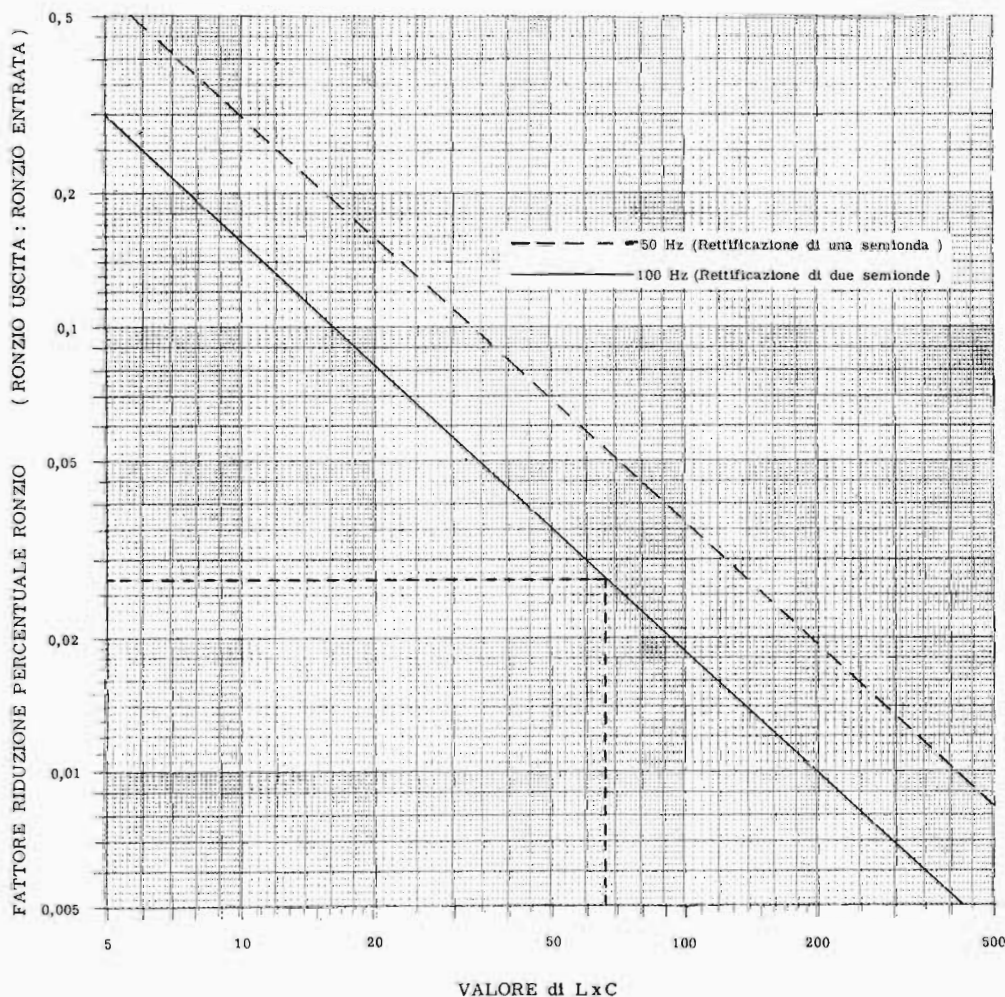



**TABELLA 72 - FATTORE di RIDUZIONE della PERCENTUALE di RONZIO per CELLULE «L-C» SUPPLEMENTARI.**

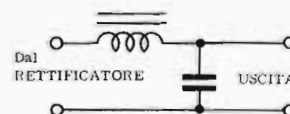



**Fig. 2 - Volendo migliorare l'azione di filtraggio, il filtro di figura 1 può essere integrato con quello qui illustrato, il cui ingresso è applicato ai capi del primo condensatore. Nell'esempio riportato sul grafico (riferito alla frequenza di 100 Hz), per ottenere un fattore di riduriduzione della percentuale di ronzio pari a 0,027, il prodotto tra i valori necessari di L e di C ammonta a 66.**

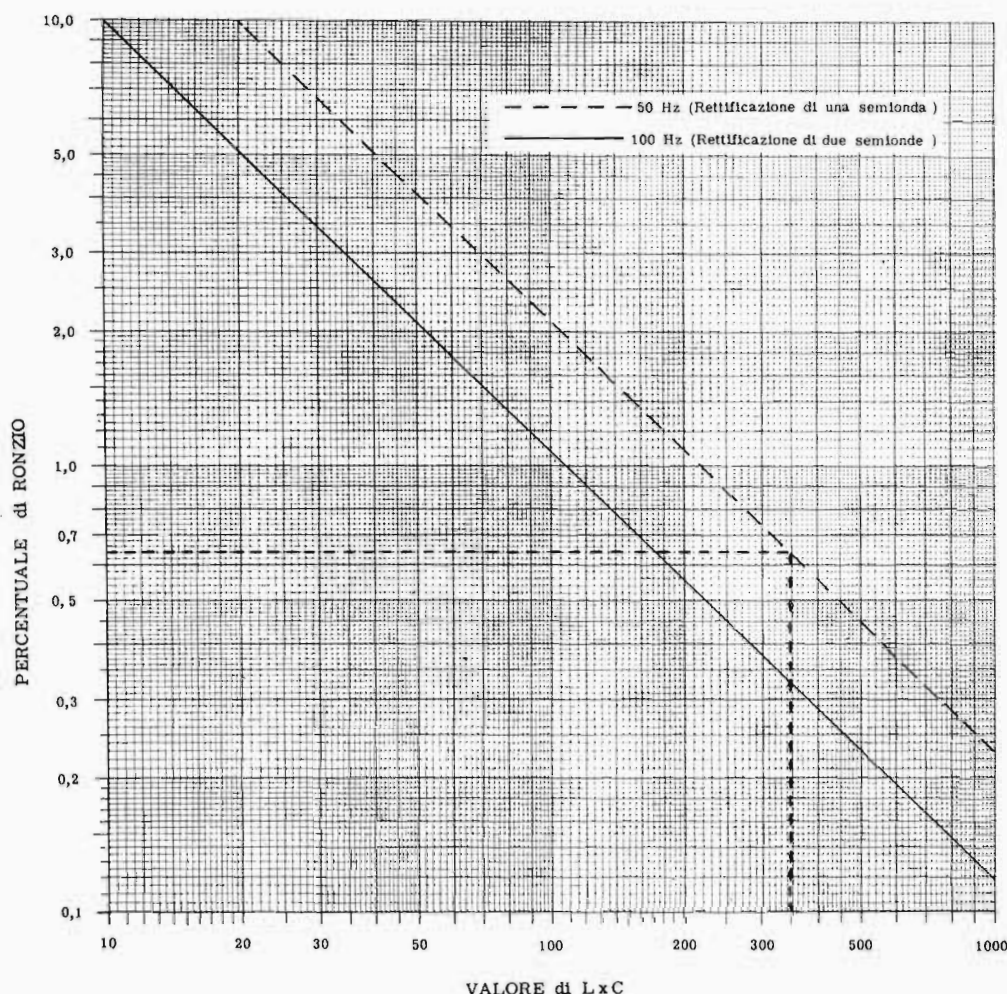
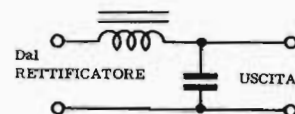



**TABELLA 73 - PERCENTUALE RESIDUA di RONZIO per FILTRI ad INGRESSO INDUTTIVO**

— — — — — 50 Hz (Rettificazione di una semionda)

———— 100 Hz (Rettificazione di due semionde)

PERCENTUALE di RONZIO: 10,0 · 5,0 · 3,0 · 2,0 · 1,0 · 0,7 · 0,5 · 0,3 · 0,2 · 0,1

VALORE di LxC: 10 · 20 · 30 · 50 · 100 · 200 · 300 · 500 · 1000

**In questo caso, la figura illustra un filtro ad ingresso induttivo. Non esiste pertanto la prima capacità considerata nell'esempio precedente. Lo esempio riportato sul grafico, riferito questa volta alla frequenza di 50 Hz, dimostra che, per ridurre il ronzio allo 0,65% del valore totale, è necessario adottare valori di L e di C tali che il loro prodotto sia pari a 350.**

triamo la retta inclinata corrispondente alla frequenza di 100 Hz in un punto. Da questo punto abbassiamo una perpendicolare sull'asse orizzontale, che individuerà su quest'ultimo il prodotto *LC* necessario per ottenere la riduzione voluta. Nel nostro caso il prodotto ammonta a 7,2.

Per determinare il valore singolo dell'induttanza e della capacità, si procede come segue: il valore singolo dell'induttanza è dato con buona approssimazione dalla formula:

$$L \text{ (in henry)} = \frac{\text{Res. carico (in ohm)}}{1.000} \times \frac{120}{\text{frequenza}}$$

Di conseguenza avremo:

$L$ = (10.000 : 1000) × (120 : 100) = 10 × 1.2 = 12 henry.

Noto il valore dell'induttanza, non resta che dividere il prodotto *LC* per 12, onde determinare il valore della capacità in microfarad. Nel nostro caso avremo:

$C$ = 7.5 : 12 = 0.625 μF

Volendo, la precentuale di ronzio residuo potrebbe essere ulteriormente ridotta, sia aumentando l'induttanza e/o la capacità, sia aggiungendo altre cellule filtranti *LC*. Ciò comunque dipende dalle esigenze dell'apparecchiatura. Inoltre, non esistendo in pratica una capacità di 0.625 μF, si potrà arrotondare tale valore a quello più prossimo disponibile.

Fin qui abbiamo considerato soltanto il caso di filtri ad ingresso capacitivo. Dovendo invece progettare un filtro ad ingresso induttivo, (che tra l'altro, sebbene eroghi una tensione inferiore, ha il vantaggio di consentire una maggiore stabilità nella tensione di uscita), si ricorre al grafico della tabella 73. In esso notiamo che, su l'asse orizzontale, è riportato il valore del prodotto *LC*, sull'asse verticale è riportata la percentuale residua del ronzio in seguito all'applicazione del filtro.

Naturalmente, anche in questo caso le due rette di riferimento sono relative alle due frequenze di 100 e di 50 Hz, a seconda del tipo di rettificatore usato. Conoscendo quindi la percentuale di ronzio che si ammette in uscita, si individua il punto corrispondente sull'asse verticale, e, nel modo consueto, mediante cioè il tracciamento di rette perpendicolari tra loro ed intersecanti l'asse di riferimento, si determina il prodotto *LC*.

Il valore di *L* viene calcolato in questo caso mediante la formula:

$$L \text{ (in henry)} = \frac{\text{Res. carico (in ohm)}}{500} \times \frac{120}{\text{frequenza}}$$

Ad esempio, supponiamo che il carico sia pari a 5.000 ohm, e che si voglia raggiungere una percentuale di ronzio pari allo 0.5%. Il rettificatore sia ad una sola semionda. In tal caso il valore di *LC* ammonta a 370.

L'induttanza sarà data da:

$L$ = (5.000 : 500) × (120 : 50) = 10 × 2,4 = 24 henry

La capacità da adottare sarà dunque pari a:

$C$ = 370 : 24 = 15.4 μF

Naturalmente, i valori così calcolati possono essere arrotondati alla cifra tonda superiore, per cui in questo caso, adotteremo una capacità di 16 μF.

Volendo poi migliorare ulteriormente il livellamento, sarà sempre possibile aggiungere ulteriori capacità o, meglio ancora, altre cellule filtranti *LC*.

# per RILEGARE

le lezioni del "Corso di RADIOTECNICA„ potete ora disporre di una apposita, razionale copertina - imitazione pelle - con diciture in oro.

La copertina viene fornita con tutto il necessario atto a formare un vero e proprio volume: non si tratta quindi di un semplice raccoglitore, ma di un sistema, brevettato, che consente a chiunque di rilegare, da se, i diversi fascicoli.

Questa copertina prevede la raccolta di 26 fascicoli (metà Corso) - volume 1° -

POTETE EVITARE QUALSIASI ALTRA SPESA PER FORMARE IL VOSTRO VOLUME

L'INVIO VIENE EFFETTUATO A MEZZO POSTA E LE RICHIESTE — ACCOMPAGNATE DALL'IMPORTO DI LIRE 880 + 195 (RIMBORSO SPESE SPEDIZIONE) = **LIRE 1075** - DEVONO ESSERE INDIRIZZATE DIRETTAMENTE AL **« CORSO DI RADIOTECNICA » - VIA DEI PELLEGRINI 8/4 - MILANO.**

**L'IMPORTO DI LIRE 1075** PUO' ESSERE VERSATO SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 3/41203, MILANO. — SI PREGA DI SCRIVERE IN MODO MOLTO CHIARO IL PROPRIO INDIRIZZO.

PER I SUCCESSIVI 26 FASCICOLI E' IN PREPARAZIONE LA COPERTINA CON LA DICITURA **« VOLUME II° »**. POTRA' ESSERE ACQUISTATA TRA QUALCHE TEMPO E, DATO IL PARTICOLARE SISTEMA, I FASCICOLI VI **POTRANNO ESSERE RILEGATI OGNI SETTIMANA.**

ALLA FINE DEL **« CORSO »** E' PREVISTA LA PUBBLICAZIONE DI UNA « ERRATA CORRIGE » E DI INDICI MOLTO UTILI E PRATICI PER LA RICERCA DEI VARI ARGOMENTI.

---

**Anche se possedete già dei fascicoli del « Corso di RADIOTECNICA » VI POTETE ABBONARE**

Calcolando un importo di lire 120 (centoventi) per ogni fascicolo in vostro possesso, detraete l'ammontare dalla quota di abbonamento. **Inviando la differenza** precisate i singoli numeri dei fascicoli esclusi.
Se vi interessano invece fascicoli arretrati affrettatevi a richiederli prima che qualche numero risulti esaurito. Attualmente possiamo spedire i fascicoli finora pubblicati, **a lire 150 cadauno** in luogo di lire 300 (prezzo normale degli arretrati).

Versamenti sul conto corrente postale N. 3/41.203 - Milano.

# GELOSO

**Dal 1931 su tutti i mercati del mondo**

## IL RICEVITORE G 335

### descritto alla lezione 71ª

è un modernissimo apparecchio, che può essere facilmente montato con piena sicurezza di risultati. Il mobile, di linea elegante, completa nel modo migliore la realizzazione. Questo ricevitore rappresenta la soluzione più conveniente – anche nei confronti degli apparecchi a transistori – nei casi di frequente e prolungato impiego.

Un altoparlante di alto rendimento e notevole uniformità di resa acustica, unitamente ad un circuito elettrico amplificatore dotato di correzioni e compensazioni opportunamente calcolate, conferisce al G 335 la particolare prerogativa di una eccellente riproduzione sonora. Riceve la gamma delle Onde Medie, con facilità di accordo su ampia scala parlante. Presenta 7 funzioni di valvola, 6 circuiti accordati, controllo di tono, possibilità di alimentazione da reti a corrente alternata da 100 a 230 volt. L'altoparlante è del tipo ellittico. Il mobile è in colore marrone con finiture, pannello frontale e bottoni, bianco avorio. Dimensioni di cm 37 x 20 x 24 e peso di 3,5 kg.

G 335/SM — **Scatola di montaggio,** completa di valvole e di ogni parte necessaria alla costruzione. Prezzo comprensivo di tasse radio e di imballo, porto escluso. . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . . Lire 12.600
**Mobile** marrone, completo per detto. Prezzo comprensivo di tasse e imballo. . . . . . . . . . Lire 4.200

G 335 — **Ricevitore montato,** tarato e collaudato, completo di mobile. Prezzo, tasse radio comprese Lire 22.800

**GELOSO S.p.A. - Viale Brenta, 29 - Telefoni 563.183/4/5/6/7 - MILANO** (808)

---

# HEATH COMPANY

a subsidiary of Daystrom, Inc.

## *RF Signal Generator*

**MODELLO**

*RF-1*

**REQUISITI**

- Portatile, preciso.
- Consigliato per il servizio tecnico.
- Modulazione interna ed esterna.

**CARATTERISTICHE**

**GAMME DI FREQUENZA:**

| | |
|---|---|
| **Banda A** . . . . . . | 100 kHz ÷ 320 kHz. |
| **Banda B** . . . . . . | 310 kHz ÷ 1100 kHz. |
| **Banda C** . . . . . . | 1 MHz ÷ 3,2 MHz. |
| **Banda D** . . . . . . | 3,1 MHz — 11 MHz. |
| **Banda E** . . . . . . | 10 MHz — 32 MHz. |
| **Banda F** . . . . . . | 32 MHz — 110 MHz. |
| **Armoniche tarate** . . . | 100 MHz — 220 MHz. |
| **Precisione** . . . . . . | 2%. |

**USCITA:**

| | |
|---|---|
| **Impedenza** . . . . . | 50 Ohm. |
| **Tensione** . . . . . . | eccedente 0,1 Volt (ogni banda). |

**MODULAZIONE:**

| | |
|---|---|
| **Interna** . . . . . . | 400 Hz con una profondità di circa il 30%. |
| **Esterna** . . . . . . | 3 Volt ai capi di 50 kΩ con una profondità di circa il 30%. |
| **Uscita di BF a 400 Hz** | circa 10 volt a circuito aperto. |
| **Tubi impiegati** . . . | V1-12AT7 - oscillatore RF.<br>V2-6AN8 - modulatore e stadio di uscita RF. |
| **Alimentazione** . . . | 105-125 Volt CA; 50 ÷ 60 Hz; 15 W. |
| **Dimensioni della custodia in alluminio** . . . | larghezza cm. 16,2; altezza cm. 23,8; profondità cm. 12,5. |
| **Peso netto** . . . . | Kg. 2. |

---

**RAPPRESENTANTE GENERALE PER L'ITALIA**

soc. r. l. **MILANO** P.zza 5 GIORNATE 1
Telefoni: 795.762 - 795.763

AGENTI ESCLUSIVI DI VENDITA PER: LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI
**Soc. FILC RADIO - ROMA**
Piazza Dante, 10 - Telefono 736.771

EMILIA - MARCHE
**Ditta A. ZANIBONI - BOLOGNA**
Via Azzogardino, 2 - Telefono 263.359